

Proyecto Fin de Carrera

Diseño, construcción y análisis de un
convertidor DC-DC de 1 kW

Autor

Rodrigo González Navas

Director

Joaquin Mur Amada

Ponente

Miguel Samplón Chalmenta

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
2013

Resumen

El presente proyecto consiste en el diseño, realización y verificación de un elevador de tensión conmutado DC-DC de 24 V a 690 V que formará parte de un inversor con salida trifásica.

El elevador tiene una potencia máxima de 1 kW y un rendimiento a potencia nominal del 85%, la salida está aislada de la entrada mediante elementos ópticos y magnéticos, y el rizado a la salida es menor al 1%.

Los datos medidos en el prototipo indican que, después del ajuste experimental de la frecuencia de trabajo, el circuito cumple con los requisitos expuestos en el inicio y que realiza la función correctamente, obteniendo incluso un rendimiento superior al esperado.

INDICE

1. OBJETO.....	5
2. REQUISITOS DEL SISTEMA.	6
2.1. Tensión de salida de 690 V.	6
2.2. Alta Eficiencia.....	6
2.3. Potencia de salida de 1 kW.	6
3. ANTECEDENTES.....	7
3.1 Convertidor Comutado.	7
3.2 Tipos de convertidores comutados	8
3.2.1 Convertidores reductores	8
3.2.2 Convertidores elevadores	9
3.2.3 Convertidores reductores-elevadores	10
4. POSIBLES SOLUCIONES AL PROBLEMA.....	11
4.1 Topología en medio puente (Half Bridge).	12
4.1.1 Formas de onda.....	14
4.2 Topología en puente completo (Full Bridge)	15
4.2.1 Formas de onda.....	16
4.3 Topología Push Pull.....	17
4.3.1 Análisis de las Formas de onda	19
4.4 Estrategia de Control	21
5. TOPOLOGÍA ELEGIDA	22
5.1 Topología Push-Pull.....	23
6. DISEÑO.....	24
6.1 Control (Motorola SG3525)	26
6.1.1 Oscilador.....	27
6.1.2 Amplificador de error.....	28
6.1.3 Etapa de salida.	28
6.1.4 Tensión de referencia.....	28
6.2 Transistores de Comutación	29
6.2.1 Transistores MOSFET.	30

6.2.2 Elección del transistor.....	30
6.3 Transformador de alta frecuencia	32
6.4 Rectificador	34
6.5 Filtro de salida.....	35
6.6 Realimentación y control	36
6.7 Fuente de alimentación lineal de 12 V	38
7. SIMULACIÓN	40
8. MONTAJE DEL PROTOTIPO	44
8.1. Bobinado del transformador	44
8.2 Diseño de la PCB.	46
9. ANÁLISIS DEL PROTOTIPO.....	48
10. EQUIPO UTILIZADO.....	57
11. CONCLUSIONES.....	60
12. BIBLIOGRAFIA	61

1. OBJETO

Este proyecto consiste en el diseño, construcción y verificación de un convertidor DC-DC capaz de elevar una tensión de 24 V a una de 690 V y entregar una potencia de 1 kW. El diseño se basa en una topología Push-pull utilizando transistores de potencia Mosfet, transformador de alta frecuencia con toma central y un sistema de realimentación para el control de la tensión de salida.

Para el control se va a utilizar un integrado del fabricante Motorola, el SG3525, que integra en su interior el sistema de regulación de tensión y los drivers para poder excitar adecuadamente los transistores Mosfet.

Debido a la diferencia de tensiones de entrada y salida, se ha optado por una topología que aísla galvánicamente la entrada de la salida.

El diseño se realiza para su integración en un inversor DC-AC trifásico de 1 kW.

2. REQUISITOS DEL SISTEMA.

Para que el convertidor DC-DC sea integrado en el inversor DC-AC, el diseño debe cumplir los siguientes requisitos.

2.1. Tensión de salida de 690 V.

La tensión de salida debe ser de 690 V con el fin de acomodar la entrada para el inversor CC-CA. La fuente debe ser capaz de permanecer constante con carga variable en un rango del $\pm 5\%$ el cual puede ser compensado en el inversor.

2.2. Alta Eficiencia.

Debido a que el convertidor es una parte del producto final, la eficiencia debe ser muy alta, para que la eficiencia del conjunto sea lo más alta posible. Sin embargo esta debe estar en compromiso con el precio de los componentes y del sistema. Un rendimiento próximo al 80% sería una buena meta.

2.3. Potencia de salida de 1 kW.

El convertidor debe ser capaz de manejar cargas de más de 1 kW. Ya que el objetivo del inversor es proporcionar una potencia de salida de 1 kW, el convertidor debe ser diseñado para manejar una carga de potencia más alta. Pues la potencia de entrada incluye las pérdidas de energía en sí mismo y las pérdidas de potencia en el inversor.



3. ANTECEDENTES

La forma más eficiente de transformar una tensión continua a otra continua de mayor diferencia de potencial, y que sea capaz de suministrar cierta potencia, es utilizando un convertidor conmutado.

3.1 Convertidor Conmutado.

Un convertidor conmutado (o fuente de alimentación conmutada) es un circuito electrónico que transforma una tensión a otra de distinto valor utilizando los transistores como interruptores, haciéndolos conmutar a frecuencias elevadas (20 kHz hasta 500 kHz típicamente). A diferencia de un regulador lineal que utiliza los transistores polarizados en su región activa, los convertidores conmutados los hacen trabajar entre corte y saturación.

La tensión generada por los transistores en conmutación es de forma cuadrada y tiene un valor medio que depende del tiempo que los transistores están en corte y saturación, a esta relación se le llama ciclo de trabajo, que viene dado por la expresión:

$$D = \frac{t_{on}}{T}$$

Donde:

D es el ciclo de trabajo

t_{on} es la duración de la señal en estado alto

T es el periodo de la señal.

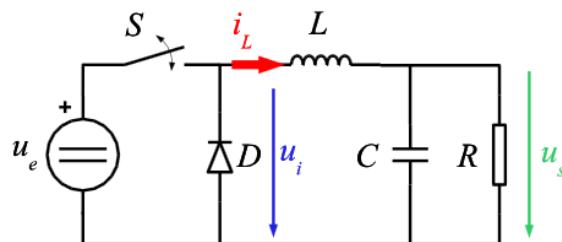
3.2 Tipos de convertidores conmutados

Los convertidores conmutados pueden clasificarse en tres grupos dependiendo del cambio de tensión entre la entrada y la salida, y de si tienen aislamiento entre salida y entrada o no.

A continuación se muestran los que no disponen de aislamiento, pues los que aíslan se estudian en un punto posterior dada su importancia para este proyecto.

3.2.1 Convertidores reductores

Los convertidores reductores son los que a la salida se obtiene una tensión u_s menor que la de entrada u_e , la topología principal es la del convertidor Buck, mostrado en la siguiente imagen.



Convertidor Buck. [1]

Como se ve en la imagen el convertidor Buck no ofrece aislamiento entre las tensiones de entrada y salida.

El interruptor controlado S permite la entrada de energía desde la alimentación u_e al circuito LCR cuando está cerrado, haciendo que la bobina L se “cargue” en corriente. Cuando está abierto, el diodo D permite la circulación de corriente desde la bobina L al circuito CR .

La tensión a la salida del convertidor Buck depende del ciclo de trabajo del interruptor S , según la siguiente función.

$$U_s = U_e * D$$

Donde:

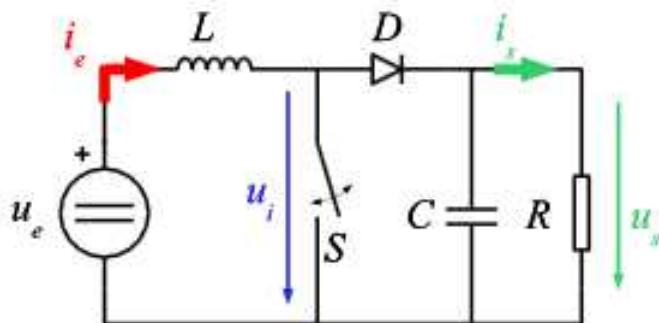
D es el ciclo de trabajo

U_s es la tensión de salida

U_e es la tensión de entrada.

3.2.2 Convertidores elevadores

Los convertidores elevadores son los que a la salida se obtiene una tensión u_s mayor que la de entrada u_e , la topología principal es la del convertidor Boost, mostrado en la siguiente imagen.



Convertidor Boost. [1]

El convertidor Boost tampoco ofrece aislamiento entre las tensiones de entrada y salida, al igual que el convertidor Buck.

Cuando el interruptor S está cerrado, permite la carga en corriente de la bobina L . Cuando S está abierto, el diodo D permite la circulación de la corriente de la fuente u_e y la bobina L al circuito de salida CR .

La tensión a la salida del convertidor Boost depende del ciclo de trabajo del interruptor S , según la siguiente función.

$$U_s = \frac{U_e}{1 - D}$$

Donde:

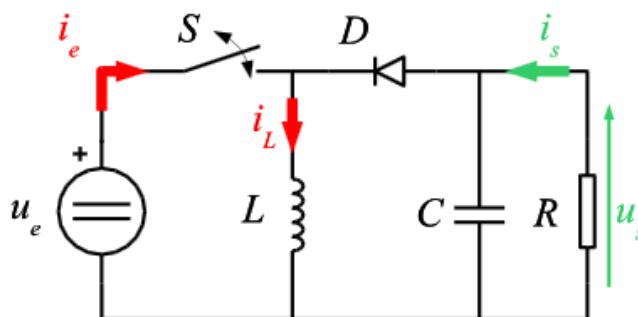
D es el ciclo de trabajo

U_s es la tensión de salida

U_e es la tensión de entrada.

3.2.3 Convertidores reductores-elevadores

Los convertidores reductores-elevadores, son los que a la salida se obtiene una tensión que puede ser más baja o más alta que la de entrada. La topología básica es la del convertidor Buck-Boost.



Convertidor Buck-Boost. [1]

El convertidor Buck-Boost tampoco ofrece aislamiento entre las tensiones de entrada y salida, al igual que los convertidores Buck y Boost.

Cuando el interruptor S está cerrado, permite la circulación de corriente a través de L , cargándose. Cuando está abierto, el diodo D permite la circulación de la corriente almacenada en la bobina L al circuito de salida CR .

La tensión a la salida del convertidor Buck-Boost depende del ciclo de trabajo del interruptor S , según la siguiente función.

$$U_s = U_e \left(\frac{-D}{1 - D} \right)$$

Donde:

D es el ciclo de trabajo

U_s es la tensión de salida

U_e es la tensión de entrada.

De la anterior expresión puede observarse que la polaridad del voltaje de salida es siempre negativo (mientras el ciclo de trabajo esté entre 0 y 1), y que sus valores absolutos incrementan con D , teóricamente hasta menos infinito mientras "D" se acerca a 1. Aparte de la polaridad, este convertidor puede ser tanto elevador (como un convertidor boost) o reductor (como un convertidor buck). Es por eso que nos referimos a él como un convertidor buck-boost.

4. POSIBLES SOLUCIONES AL PROBLEMA

De las topologías que existen para hacer un convertidor DC-DC. En este proyecto, la mayoría de ellas se descartan porque no funcionan correctamente a la potencia necesaria o porque se necesita de aislamiento entre la entrada y la salida. En esta sección se toma en consideración las tres topologías que se consideran más apropiadas y el circuito de control que se utilizará para la ejecución del proyecto.

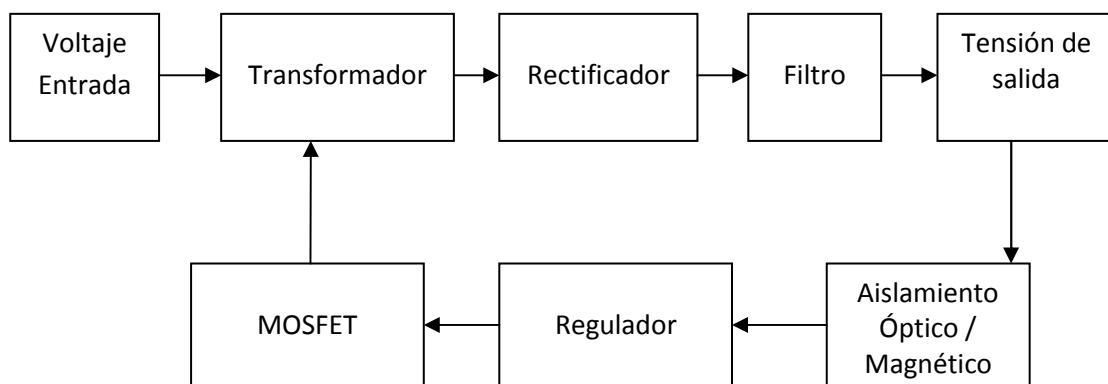


Diagrama de bloques de un convertidor DC-DC genérico.

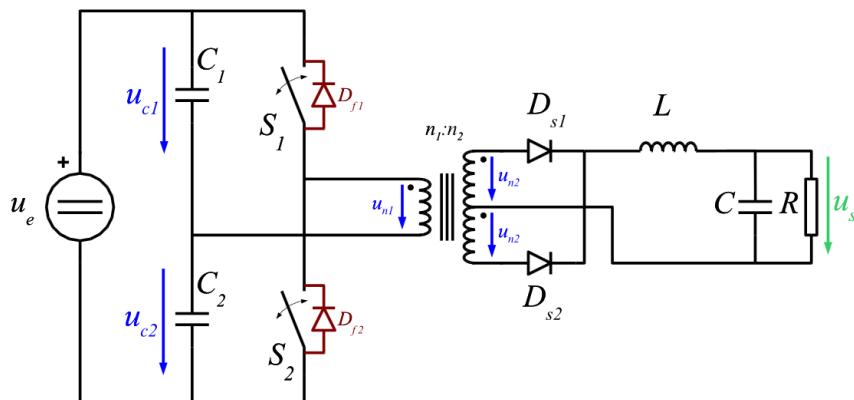
A partir de este diagrama de bloques es fácil ver que los transistores Mosfet inyectan una corriente alterna que alimenta el transformador, este crea un campo magnético que induce una corriente alterna en el secundario y esta una tensión que se convierte en continua mediante el rectificador, la señal pasa a través de un filtro LC que obtiene el valor medio de la señal y se forma la salida del convertidor DC. La salida está siempre supervisada por el regulador de conmutación para ajustar el ciclo de trabajo de los transistores Mosfet, este bucle de realimentación esta normalmente aislado a través de medios ópticos o magnéticos.

4.1 Topología en medio puente (Half Bridge).

Es la topología más utilizada para convertidores de tensiones de entrada altas, como reductor, y en menor medida como elevador, y permite manejar potencias de hasta 1 kW.

Suele tener una eficiencia típica del 80% a una potencia de 500 W. Tiene un ciclo de trabajo máximo del 50% y aísla la entrada de la salida mediante un transformador, puede trabajar como elevador de la tensión o reductor, dependiendo de la relación de espiras del transformador y del ciclo de trabajo de los interruptores.

Para el convertidor en medio puente, mostrado en la imagen siguiente, Los condensadores C_1 y C_2 , de capacidad elevada e igual, forman un divisor de tensión de tal forma que la diferencia de potencial en ellos se puede considerar igual a $u_e / 2$.



Topología medio puente. [1]

Cuando el interruptor S_1 está en conducción la tensión de C_1 se aplica directamente al primario del transformador induciéndose una tensión u_{n2} en el secundario de éste, como el diodo D_{S1} está polarizado directamente y D_{S2} en inversa, D_{S1} conduce y carga el condensador C a través de L .

Cuando se abre el interruptor S_1 , la tensión aplicada al primario del transformador se anula, y los diodos D_{S1} y D_{S2} quedan polarizados directamente por el cambio de polaridad en L .

Cuando el interruptor S_2 entra en conducción, la tensión de C_2 se aplica al primario del transformador, pero con polaridad inversa respecto a la del ciclo anterior,

induciéndose nuevamente una tensión u_{N2} de signo negativo en el secundario, que polariza directamente el diodo D_{S2} e inversamente el diodo D_{S1} .

Es muy importante que los interruptores S_1 y S_2 no se conecten al mismo tiempo. Si esto ocurriera se produciría un cortocircuito en la alimentación. Por esto el ciclo de trabajo máximo debe estar limitado a 0.5.

Es importante alimentar al transformador con una tensión cuya forma de onda no tenga componente continua (valor medio de la tensión nulo), de otra manera el núcleo del transformador podría saturarse y destruir S_1 y S_2 por exceso de corriente. Esto requiere que el tiempo de conducción de S_1 y S_2 sea exactamente igual.

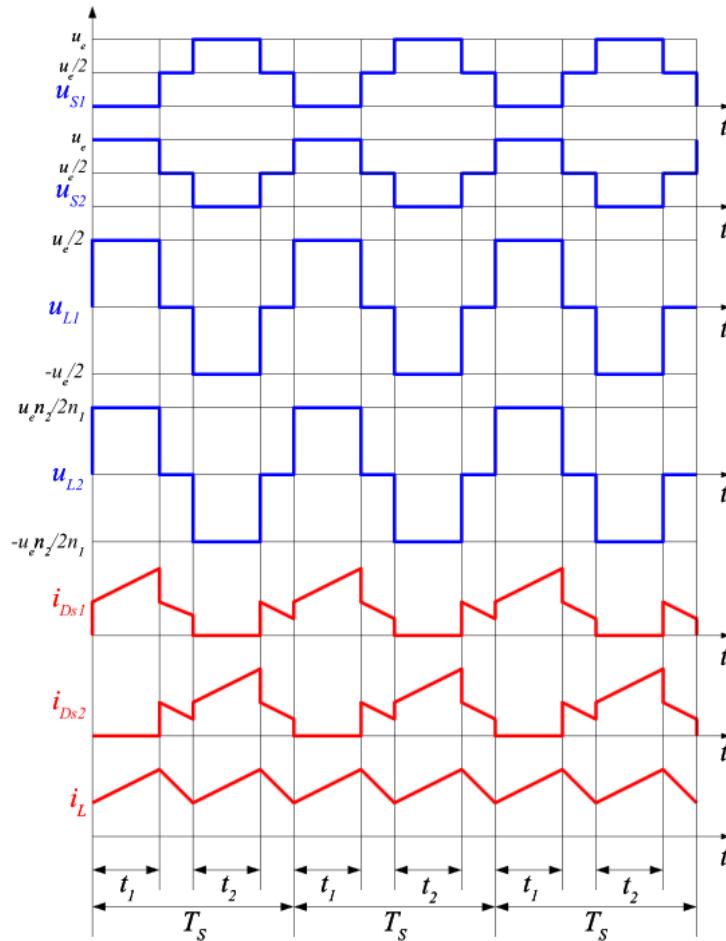
Una ventaja de este sistema es que los transistores que se utilizan como interruptores soportan como máximo la tensión de entrada durante el tiempo de apagado, mientras que en los sistemas Flyback, Push-Pull y Forward, esta tensión es cuando menos el doble. Esto permite, cuando la tensión de entrada es la red rectificada, la utilización de transistores de 400 V a 500 V, mientras que en las otras configuraciones se requerirían transistores de 800 V a 1000 V. La regulación se logra comparando una muestra de la salida con una tensión de referencia para controlar el ancho del estado de conducción de los transistores.

Características principales:

- Núcleos más pequeños.
- Baja dispersión de flujo magnético.
- La frecuencia en los filtros de salida es el doble de la de commutación.
- Filtro de reducidas dimensiones.
- Bajo ruido y rizado de salida.
- facil configuración como salidas multiples.
- Ruido radiado relativamente bajo.
- Corriente elevada en los transistores.

4.1.1 Formas de onda

Las formas de onda en el convertidor en medio puente pueden verse en la siguiente figura.



Formas de onda ideales de la topología Half Bridge. [1]

U_{S1} y U_{S2} son las tensiones en los interruptores S_1 y S_2 respectivamente.

U_{L1} y U_{L2} son las tensiones en el primario y secundario del transformador respectivamente.

$I_{D_{S1}}$ e $I_{D_{S2}}$ son las corrientes en los diodos D_{S1} y D_{S2} respectivamente.

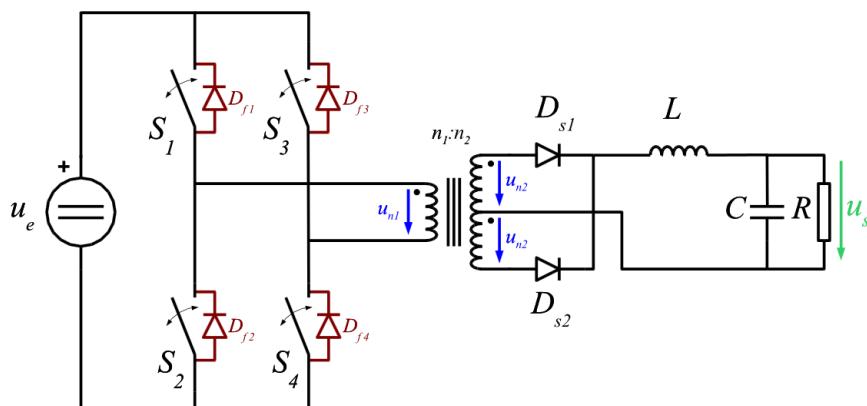
I_L es la corriente por la bobina de salida L.

4.2 Topología en puente completo (Full Bridge)

Este tipo de convertidor es idóneo para potencias superiores a 1 kW, donde las corrientes en los transistores de conmutación son excesivas. El empleo de cuatro transistores que deben ser excitados por separado, hace que el circuito de disparo sea más complejo que en otras configuraciones.

El convertidor en puente completo tiene un rendimiento característico del 75% a 1 kW de potencia. También tiene un ciclo de trabajo del 50% como máximo en cada transistor y aísla la salida de la entrada a través de un transformador.

El convertidor en puente completo, mostrado en la figura, es muy similar al convertidor en medio puente, en lugar de S_1 en el medio puente, en el puente completo se conectan S_1 y S_4 al mismo tiempo, y S_2 con S_3 en vez de S_2 solo.



Esquema de la topología en puente completo. [1]

La diferencia con la topología en medio puente, es que la tensión que se aplica al transformador es la de alimentación U_e y no $U_e/2$.

Hay que tener las mismas precauciones en la forma de commutar los transistores y en que no tenga componente continua la tensión que soporta el primario del transformador, como en el medio puente.

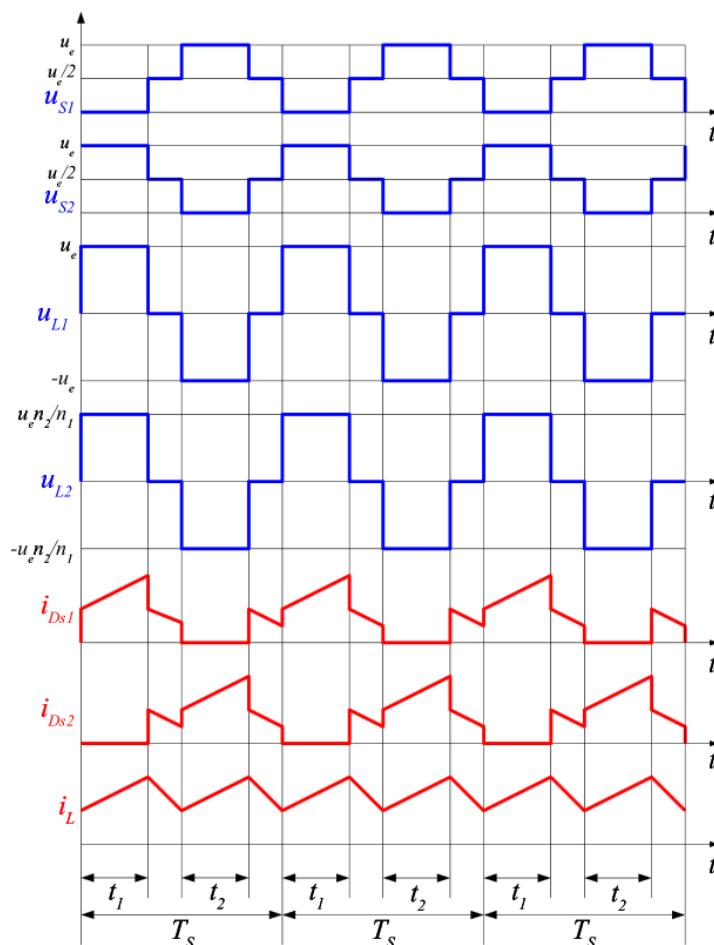
Características principales:

- Núcleos más pequeños.
- Baja dispersión de flujo magnético.
- Altas potencias de salida.

- Filtro de reducidas dimensiones.
- Bajo ruido y rizado de salida.
- Disparo complejo de los transistores de potencia.
- Posible desbalance del flujo, lo que implica un riesgo de saturación del núcleo.

4.2.1 Formas de onda

Las formas de onda para el convertidor en puente completo se muestran en la siguiente figura.



Formas de onda ideales de la topología en puente completo. [1]

U_{S1} y U_{S2} son las tensiones en los interruptores S_1 y S_2 respectivamente.

U_{L1} y U_{L2} son las tensiones en el primario y secundario del transformador respectivamente.

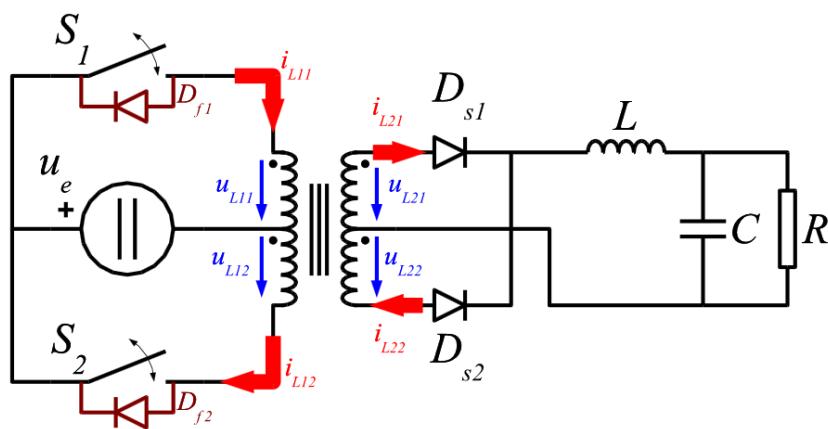
I_{Ds1} e I_{Ds2} son las corrientes en los diodos D_{S1} y D_{S2} respectivamente.

I_L es la corriente por la bobina de salida L.

4.3 Topología Push Pull

El convertidor Push Pull se obtiene de la unión de dos convertidores tipo Forward, trabajando en desfase. Así este convertidor tiene la ventaja sobre el forward de que la tensión en bornes del transformador, y por tanto la tensión en bornes del transistor, está limitada al doble de la tensión de entrada. Además no necesita un mecanismo de reset auxiliar.

Tiene un rendimiento característico del 80%. También tiene un ciclo de trabajo máximo del 50% para cada transistor, y aísla la salida de la entrada a través de un transformador.



Esquema de la topología Push Pull. [1]

Ambos interruptores, S_1 y S_2 , se ponen en conducción mediante pulsos alternados. Cuando S_1 se pone en conducción se aplica una tensión en uno de los primarios del transformador, de valor U_e . Bajo esta condición, todos los puntos de los restantes bobinados se hacen positivos, y el colector de S_2 soportará $2 U_e$ debido a la acción de su bobinado. El secundario, en el bobinado superior, se induce una tensión U_{L21} haciendo que el diodo D_{S1} entre en conducción, transfiriendo energía a la salida. La corriente en primario consiste en la corriente reflejada de secundario más una componente pequeña debida a la inductancia magnetizante.

A continuación el control lleva a corte a S_1 y aparece un periodo de no-conducción de ningún interruptor de primario. Durante este período el inductor de filtro de salida, L , deberá mantener una corriente circulando y el único camino disponible es por los diodos D_{S1} y D_{S2} , la carga de salida y el condensador de filtrado C .

Esta corriente retornará vía la toma intermedia del secundario. Como ambos secundarios tienen el mismo número de vueltas la corriente de L se reparte a partes iguales por cada uno de ellos.

Además la corriente magnetización que ya no tiene camino por donde circular lo hace por ambos secundarios, sumándose por D_{S1} a $I_L/2$ y restándose por D_{S2} a $I_L/2$. En un intervalo de S_1 y S_2 a OFF lo hace en el sentido descrito y en el siguiente intervalo de S_1 y S_2 a OFF lo hace en el sentido opuesto.

Hay que tener las mismas precauciones en la forma de conmutar los transistores y en que no tenga componente continua la tensión que soporta el primario del transformador como en el medio puente. Por esto las dos partes del bobinado primario deben ser exactamente iguales.

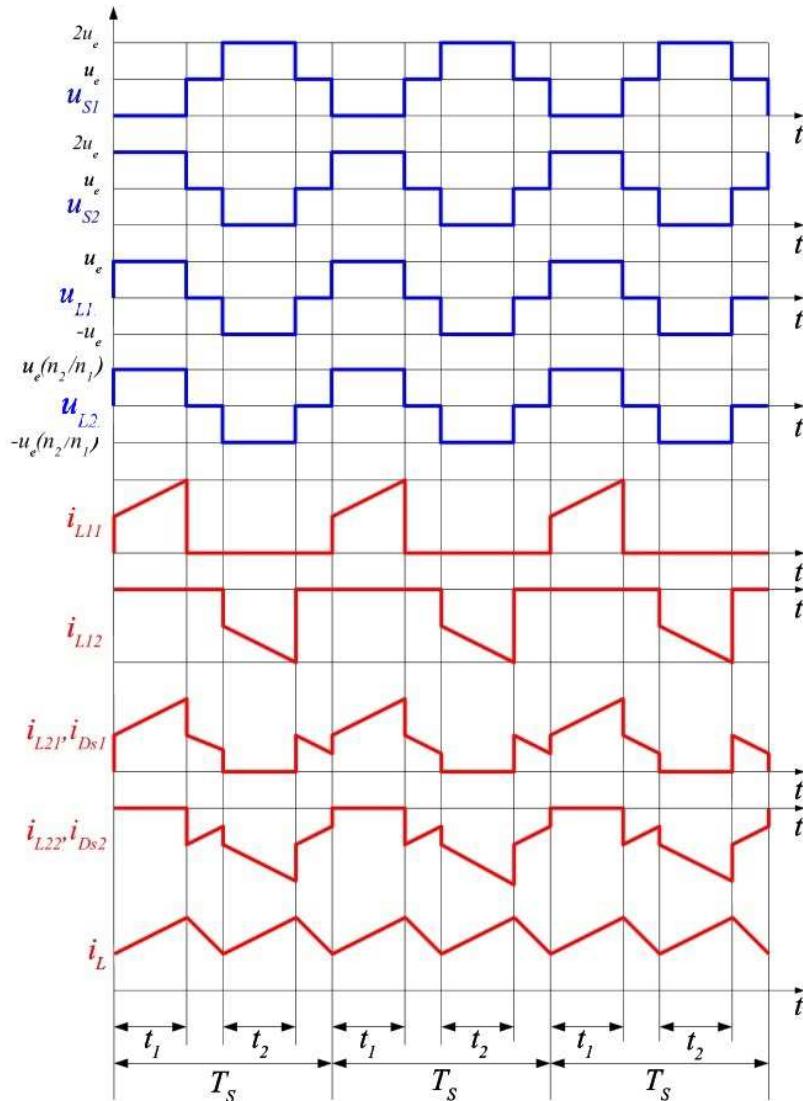
Gracias a que el transformador tiene una toma media en el primario los transistores están conectados directamente a la referencia de 0 V de la alimentación siendo mucho más fácil su disparo sin la necesidad de disponer de drivers aislados.

Características principales:

- Disparo sencillo de los transistores de potencia.
- Diseño simple.
- Debe cumplirse que $V_{ds} > 2V_e$.
- Posible desbalance del flujo, y por tanto riesgo de saturación del núcleo.
- Buena utilización del transformador.
- Buen filtrado de salida.
- Suele emplearse en potencias elevadas.

4.3.1 Análisis de las Formas de onda

Las formas de onda del convertidor push pull, pueden verse en la siguiente figura.



Formas de onda de la topología Push Pull [1]

U_{S1} y U_{S2} son las tensiones en los interruptores S_1 y S_2 respectivamente.

U_{L1} y U_{L2} son las tensiones totales en el primario y secundario del transformador respectivamente.

I_{L11} e I_{L12} son las corrientes por el primario y el secundario del transformador respectivamente.

I_{Ds1} e I_{Ds2} son las corrientes en los diodos D_{S1} y D_{S2} respectivamente.

I_L es la corriente por la bobina de salida L .

Se puede observar por la configuración de los terminales correspondientes del transformador, que cuando ninguno de los dos transistores está en conducción, el interruptor que no conducía, el opuesto al que acaba de cortarse, está sometido, al menos, al doble de la tensión de entrada, ya que los dos bobinados primarios tienen el mismo número de vueltas. Sin embargo la máxima tensión del transistor es una cantidad algo mayor a $2 U_e$, pues habrá que considerar la contribución de la inductancia de dispersión la cual se dispone en serie con cada uno de los bobinados primarios. Así en el instante de corte, la corriente en el transistor cae rápidamente con un pendiente dI/dt causando un pico positivo de tensión de $E_d = L_d dI/dt$. Un diseño conservador representará asumir un pico de tensión del 30%, así la máxima tensión a soportar por los transistores será:

$$V_{max} = 1,3 * (2 * U_{e MAX})$$

El convertidor Push-Pull no es en general la topología más favorecida para aplicaciones conectadas a la red eléctrica, debido a la máxima tensión que deben soportar los interruptores. Sin embargo para aplicaciones de baja tensión de entrada, esta técnica push-pull tiene alguna ventaja sobre los convertidores puente o semi-puente, pues sólo un semiconductor está en serie con la alimentación y con el primario en cada instante, aplicando toda la alimentación sobre el primario. Además al estar ambos transistores referidos a masa no se requiere un disparo aislado.

4.4 Estrategia de Control

En estas topologías existen dos posibilidades de configuración, en lazo abierto y control en lazo cerrado. En lazo abierto, la tensión de salida no aparece en el circuito de control, con lo que hace imposible su regulación, en este caso el ciclo de trabajo es constante y la tensión de salida sería variable en un rango dependiendo de la carga conectada a la salida. En este caso que nos ocupa, necesitamos de un sistema en lazo cerrado para poder regular la tensión de salida y que al inversor le llegue siempre la tensión necesaria.

Como en cualquier circuito donde la salida se necesita que se encuentre entre un cierto nivel, debe haber una manera de comparar la salida real con la salida deseada. Este control tiene que aislar la salida de la entrada, y ser capaz de dar realimentación. Para esto se suele usar un aislador óptico o magnético que proporciona el aislamiento deseado de la salida a la entrada. La figura es el diagrama de flujo de una posible implementación de control de la tensión de salida con modulación de ancho de pulso, PWM. En este caso el control aumenta o disminuye el ciclo de trabajo de los transistores haciendo que la tensión media de salida aumente o disminuya respectivamente.

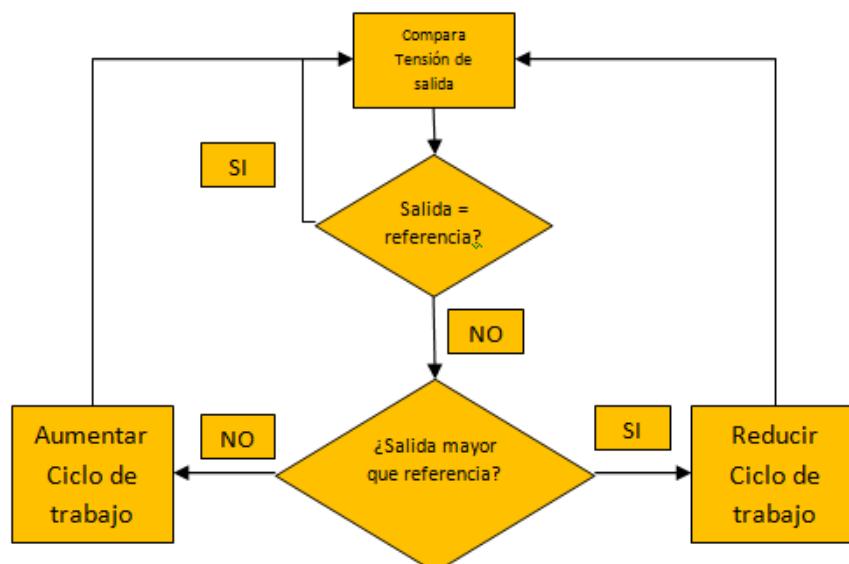


Diagrama de flujo del control

5. TOPOLOGÍA ELEGIDA

Para decidir que topología usar en este proyecto se han seguido unas pautas de comparación teniendo en cuenta los aspectos más relevantes de cada topología.

En un principio la mejor topología es la de puente completo ya que es la más eficiente. Sin embargo, este alto rendimiento solo se consigue para altas potencias de salida, también tiene el problema de que son cuatro transistores y se necesitan drivers más complejos para poder disparar correctamente los transistores conectados a +Vcc. Por el contrario el transformador es más fácil de construir y diseñar ya que a priori solo tiene un devanado primario y un devanado secundario.

La siguiente a elegir sería la Push pull, esta tiene un rendimiento bastante alto y se consigue para un rango de potencia bastante amplio, solo se necesitan dos transistores y ambos están conectados a la referencia del circuito con lo que son mucho más fáciles de disparar con un driver sencillo. El único problema es el diseño del transformador que necesita de un devanado primario con toma central y ambos medios primarios deben ser magnéticamente iguales (en el secundario se puede optar por un devanado simple o doble igual que el primario).

La topología en medio puente se utiliza normalmente cuando la entrada de tensión es más alta que la salida, en fuentes conmutadas que se alimentan de la red de 230 V eficaces para obtener tensiones más bajas de 24 V, 12 V, 5 V...

La topología elegida ha sido la Push Pull, y las especificaciones que debe cumplir son las siguientes:

Especificaciones requeridas	
Topología:	Push Pull
Eficiencia:	>80%
Control:	En tensión aislado
Rizado:	≤ 2%
Potencia:	≥ 1 kW
Tensión entrada:	24 V
Tensión de salida:	690 V

5.1 Topología Push-Pull

La topología push-pull es una elección ideal para este convertidor DC-DC por múltiples razones, la más importante es el aislamiento entre la fuente de entrada y la salida que proporciona el transformador y la realimentación con aislamiento óptico. Otro factor decisivo es la facilidad de disparo de los transistores frente al diseño en puente completo, gracias a solo tener que disparar un transistor a la vez los tiempos de conmutación son menos críticos. Otro factor importante es que la topología push-pull es comúnmente usada para este nivel de potencia, esto hace que el circuito sea más fiable.

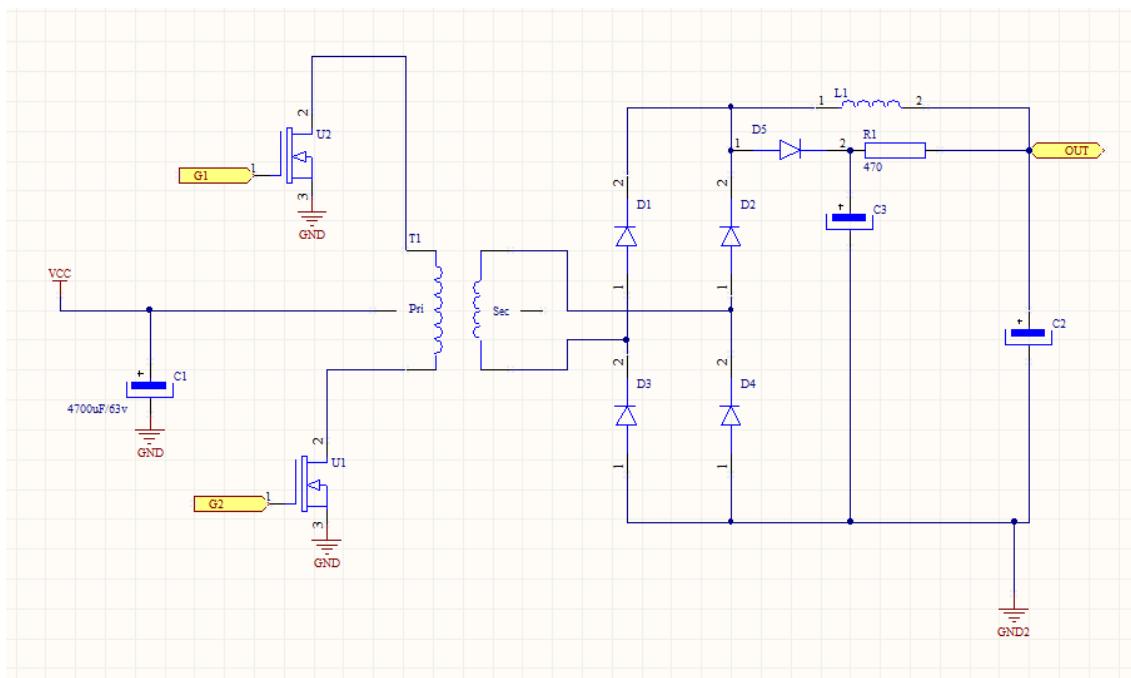
A pesar de que en la topología push-pull está documentado que puede tener un rendimiento por encima del 90%, son de diseños muy especializados y utilizando componentes de alta gama. En la mayoría de los productos de consumo nos solemos encontrar con rendimientos del 80% para este tipo de fuentes conmutadas. Sobre esta base de conocimiento previo, un rendimiento del 80% parece una meta razonable.

Un rizado en la tensión de salida de no más del 2% es un rizado bastante aceptable, y la razón de éste es asegurarnos que el ruido introducido en la etapa inversora DC-AC sea el mínimo posible. Sin embargo este valor se podría llegar a cambiar según las necesidades del inversor.

La realimentación en tensión se utiliza para regular activamente la salida del convertidor. Al variar el ciclo de trabajo de los transistores en el lado primario del transformador, basado en el control, la tensión se consigue mantener constante para diferentes corrientes de salida. El bucle de realimentación será aislado ópticamente mediante un opto acoplador para asegurar el aislamiento de la entrada con la salida.

6. DISEÑO

El esquema que se muestra en la figura es el circuito del convertidor DC-DC de 24 V a 690 V, básicamente los transistores N-MOS están conectados a la alimentación como interruptores, cada interruptor induce una corriente a través del transformador de forma alternativa. Si los transistores se encuentran activados al mismo tiempo se produce un cortocircuito en la alimentación y saturará el transformador, para esto se utiliza un tiempo muerto entre la conmutación de un transistor y otro.



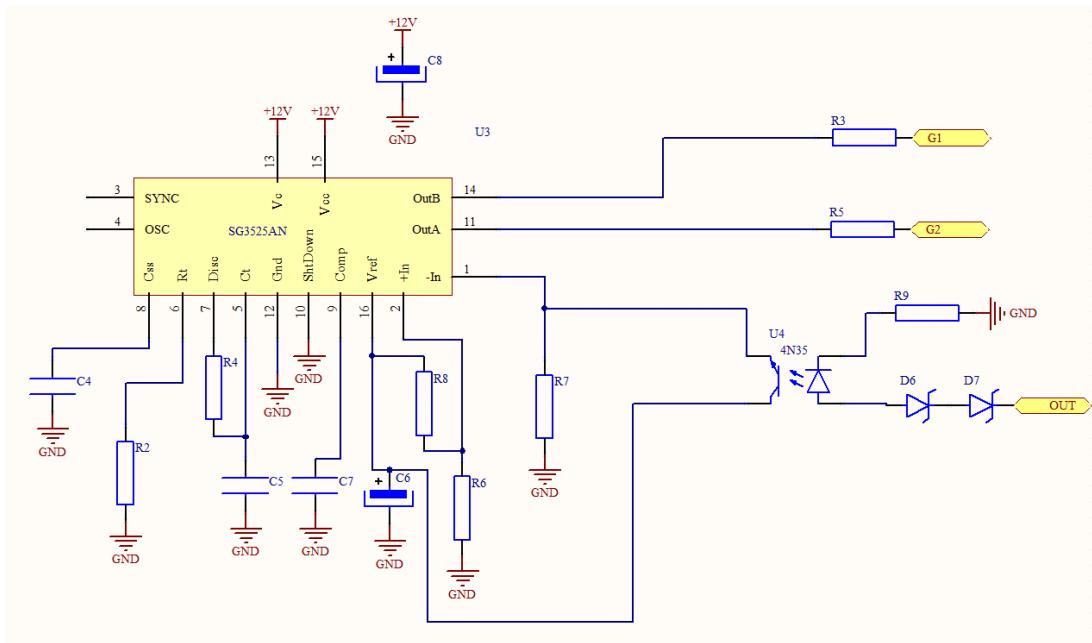
Esquema general del convertidor Push-Pull

El transformador ideal debería tener una relación de transformación de 1:14.5 para que cuando en una mitad del primario tengamos 24 V en el secundario tengamos 690 V.

Los cuatro diodos colocados en el secundario del transformador forman un rectificador en onda completa, para proteger los diodos frente a picos de tensión debidos a la conmutación se ha colocado una red snubber.

Después de este punto, la corriente pasa a través del filtro L-C, este filtro actúa como un filtro paso bajo, bloqueando la señal de alta frecuencia y obteniendo solo la señal continua que nos interesa.

En este punto de explicación general del circuito, es importante revisar el esquema de control, que se muestra en la siguiente figura. La tensión de salida del convertidor se escala a una tensión baja por medio de una resistencia y un diodo zener, esta tensión se introduce a un opto acoplador para aislar la parte de potencia de la de control.



Esquema general de control

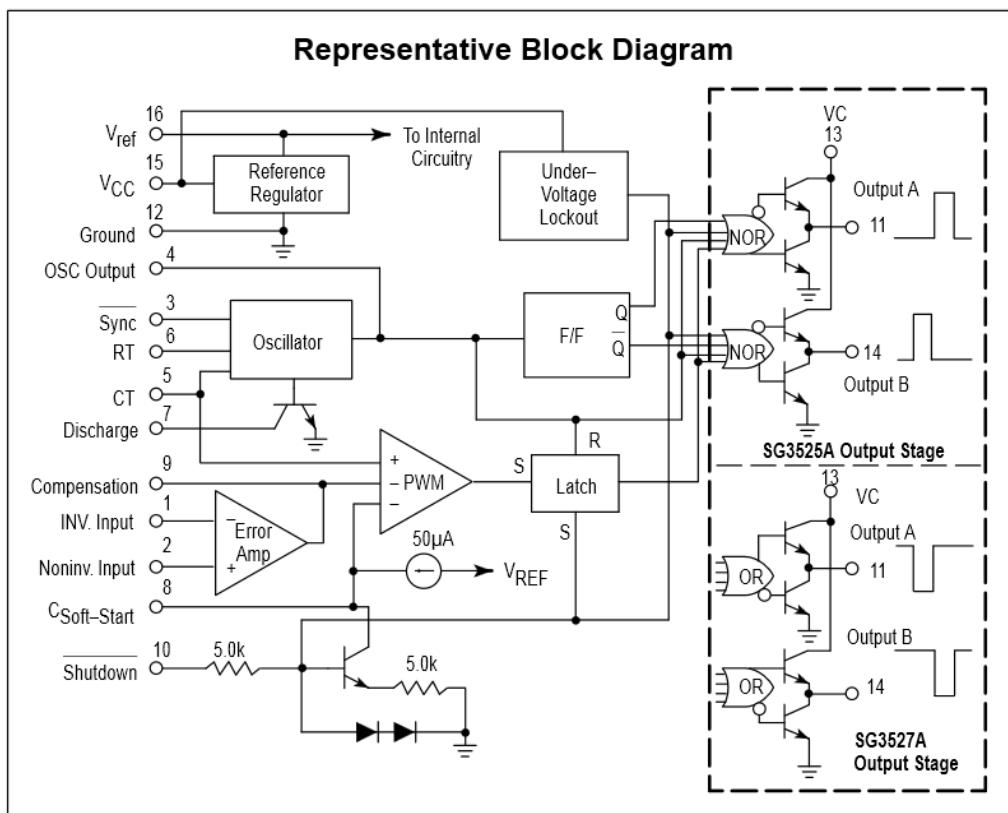
La realimentación no es lineal debido al opto acoplador, pero este problema se soluciona linealizando la señal de salida del opto acoplador mediante un divisor resistivo y un condensador, gracias a esto, el control varía el ciclo de trabajo poco a poco aunque la señal de realimentación cambie de forma brusca.

6.1 Control (Motorola SG3525)

Para realizar el circuito de control, se ha optado por usar un circuito integrado fabricado para este fin, que ha demostrado con el paso de los años su buen funcionamiento. Este circuito integrado es el SG3525, es un integrado de 16 patillas con las siguientes características:

- Alimentación de 8 V a 35 V
- Tensión de referencia de 5.1 V en la patilla 16.
- Frecuencia de funcionamiento de 100 Hz hasta 400 kHz
- Tiempo muerto entre disparos ajustable
- Capaz de suministrar y absorber picos de corriente de 400 mA en sus salidas de disparo

En la imagen, se puede observar el circuito interno del SG3525.

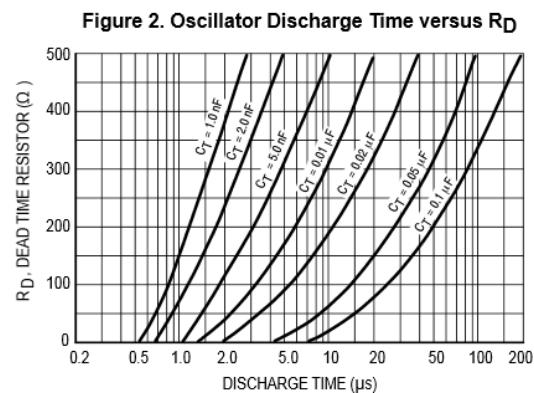
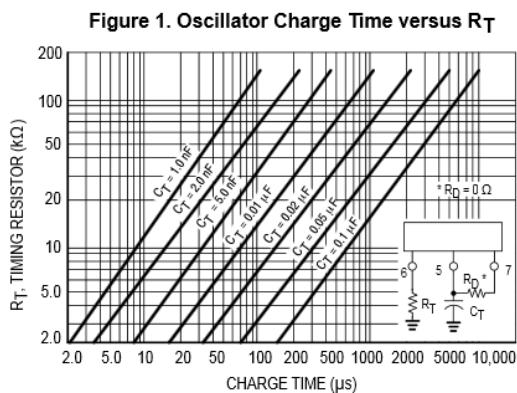


Esquema interno del integrado SG3525 [2]

6.1.1 Oscilador

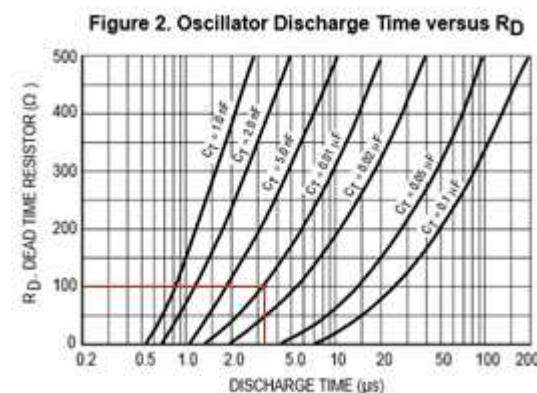
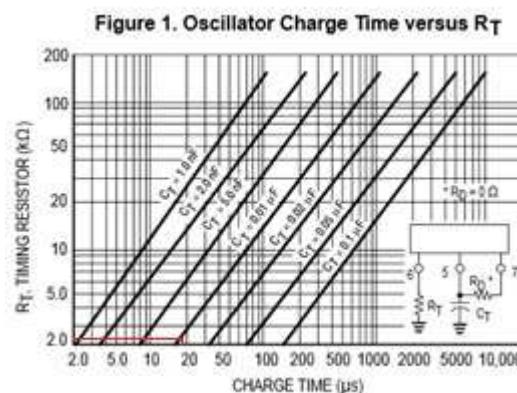
El SG3525 dispone de un oscilador interno al que se accede externamente por medio de las entradas Sync, R_T , C_T y R_D .

A las patillas R_T y C_T se conectan la resistencia y el condensador que marcarán la frecuencia de oscilación, y entre la patilla Discharge y C_T se conecta una resistencia que nos marcará el tiempo muerto que habrá entre las señales de salida. Según las siguientes gráficas elegiremos los valores de R_T , C_T , y R_D .



Gráficas de selección de R_T , C_T y R_D . [2]

La frecuencia de oscilación elegida es de 50 kHz ya que es a la frecuencia que mejor funciona el núcleo del transformador, y no es excesivamente alta de tal forma que los transistores mosfet no tengan demasiadas pérdidas debidas a la conmutación. Por lo tanto según las graficas, tomando una R_D de 100 Ω y una R_T de 2200 Ω , obtenemos un condensador de 10 nF, en la primera gráfica un tiempo de carga de unos 16 μ s, y en la segunda gráfica un tiempo de descarga de unos 4 μ s, lo que hace un total de 20 μ s, que son los 50 kHz que se necesitan.



6.1.2 Amplificador de error.

Gracias al amplificador de error integrado en el SG3525 podemos regular el ciclo de trabajo de las señales de disparo de salida, para ello tenemos disponibles los pines 1, 2 y 9 que son entrada inversora, entrada no inversora y salida del amplificador de error respectivamente.

De esta forma podemos tener una configuración lineal del amplificador o no lineal según sea la realimentación del mismo. En este caso se ha elegido una realimentación negativa para que el amplificador sea lineal y el ciclo de trabajo aumente o disminuya de forma lineal.

También disponemos de una entrada llamada C-soft-Start en la cual conectando un condensador, podemos hacer que cuando alimentemos el circuito, la señal PWM de salida aumente el ciclo de trabajo lentamente, esto permite que los condensadores del filtro de salida se carguen poco a poco y no demanden picos de corriente importantes que puedan poner en riesgo el resto del circuito.

6.1.3 Etapa de salida.

La etapa de salida del SG3525 tiene una configuración Totem-pole así que a la salida tendremos Vcc en estado alto o Gnd cuando este a estado bajo. De esta forma podemos cargar y descargar rápidamente la capacidad de entrada del mosfet para dispararlo o hacer que entre en corte.

Esta configuración en particular es capaz de entregar y absorber picos de corriente de hasta 400 mA, haciendo que no sea necesario disponer de un driver de disparo adicional.

6.1.4 Tensión de referencia.

El integrado SG3525 tiene una tensión de referencia de 5.1 V con una precisión del 1%, la cual podemos usar como referencia en el amplificador de error, y en la realimentación de control.

6.2 Transistores de Conmutación

La topología Push-pull se basa en dos transistores que hacen circular corriente alterna de alta frecuencia a través del transformador. Podemos usar dos tipos de transistores en este diseño; MOSFET's (Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor) o BJT's (Bipolar Junction Transistors). En cada caso, el transistor se hace trabajar en corte y saturación. Esto permite asemejar los transistores a un interruptor ideal. Existe sin embargo, una resistencia de conducción presente en saturación. La resistencia hace que la energía se pierda en forma de calor dentro del transistor. Debido a que en este diseño se manejan altas corrientes, es necesario que la resistencia del interruptor sea lo más baja posible para reducir sus pérdidas.

Otro factor importante en la elección del transistor es la velocidad de conmutación pues el transistor debe ser capaz de cambiar los estados de encendido a apagado rápidamente por dos razones. La primera es para que pueda comutar a la frecuencia de operación del convertidor. En este diseño, la frecuencia de operación elegida es de 50 kHz La segunda razón es la disipación de energía cuando un interruptor está en la transición de OFF a ON, en esta situación el transistor se encuentra en una región lineal, que tiene una alta resistencia.

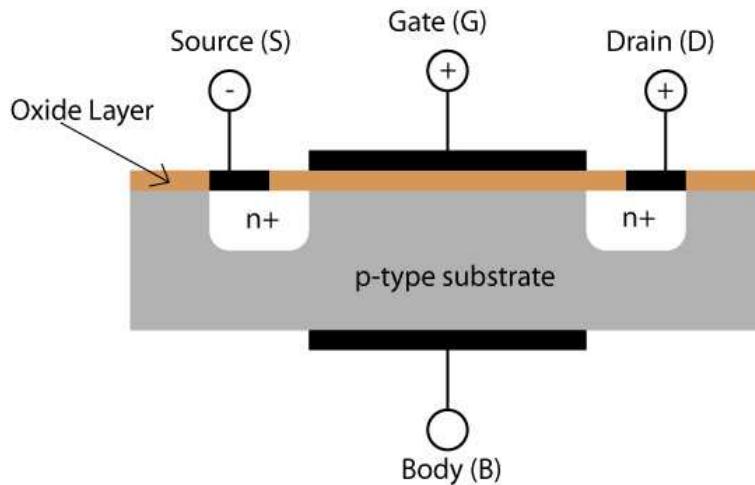
Puesto que la corriente no se puede reducir debido a la inductancia del transformador, la energía (cuadrado de la intensidad multiplicada por la resistencia) se desperdicia. Con un tiempo de conmutación más rápido, menos energía se pierde, mejorando así la eficiencia del diseño.

La tensión máxima que el transistor puede soportar, también debe considerarse al elegir el dispositivo. Esta tensión debe ser más alta que la tensión máxima entre los extremos del transistor, y esta tensión máxima es aproximadamente el doble de la tensión de alimentación.

En base a los parámetros descritos, un transistor MOSFET tiene una muy baja resistencia de saturación, y una alta velocidad de conmutación, por lo tanto para esta tensión y corriente es la mejor elección. El transistor MOSFET debe ser N-MOS, ya que se conmuta más fácilmente en esta topología y su conmutación es más rápida que los P-MOS, lo que reducirá las perdidas en conmutación.

6.2.1 Transistores MOSFET.

Los transistores FET, (transistor de efecto de campo, de sus siglas en inglés) son dispositivos semiconductores cuyo funcionamiento está basado en el control de corriente mediante un campo eléctrico transversal. Dicha corriente es de tipo deriva y asociada a portadores mayoritarios, por lo que estos transistores también se denominan unipolares.



Los transistores MOSFET (efecto de campo metal-óxido-semiconductor) están constituidos por un metal, un aislante, y un semiconductor. Si entre los extremos correspondientes al metal y al sustrato semiconductor se aplica una tensión V_{GS} mayor a la tensión de umbral V_T se formará un canal de conducción que aumenta o disminuye de profundidad y carga con la tensión V_{GS} . Si aplicamos una tensión lateral V_{DS} entre los extremos del canal de conducción, la corriente a lo largo del mismo puede controlarse con la tensión V_{GS} .

6.2.2 Elección del transistor.

Una vez decidido el tipo de transistor, tenemos que decidir el transistor Mosfet en concreto, para lo cual debemos fijarnos principalmente en varios parámetros característicos del transistor. La tensión drenaje-fuente (V_{DS}) que puede soportar, la corriente máxima que puede soportar de forma continua (I_D), la resistencia interna en saturación (R_{DSon}), los tiempos de conmutación característicos y la carga total que hay que mover por puerta (Q_g).

Como hemos visto, la tensión V_{DS} debe ser mayor a dos veces la de alimentación, que en este caso es de 24 V, con lo que la tensión V_{DS} debe ser mayor a 48 V. Para saber la resistencia R_{DSon} debemos saber la corriente que va a circular por el transistor cuando está en saturación. Según el diseño que se explica más adelante, la corriente media que va a circular por cada transistor es de 10.4 A, (funcionando a potencia nominal, el ciclo de trabajo será próximo al 50%, con lo que la corriente durante los instantes en conducción es el doble). Para que los transistores sufran menos, y la potencia disipada por cada uno sea menor, se ha optado por poner dos transistores en paralelo, con lo que la corriente se divide entre ellos de forma equitativa. Si elegimos un transistor con una R_{DSon} en torno a 10 mΩ, tendremos una potencia media en conducción del orden de 1 W. Este dato no es relevante ya que las perdidas en conmutación serán mucho mayores.

La carga total de puerta buscaremos el que tenga la carga más baja, ya que al tener que mover menos carga, podremos disparar antes el transistor. Lo mismo con los tiempos característicos de conmutación, que buscaremos el que tenga los tiempos más pequeños, siempre claro, obteniendo un compromiso con el precio.

Con todos estos datos se ha optado por elegir el transistor Mosfet IPP057N06 del fabricante Infineon, que tiene las siguientes características:

V_{DS} : 60 V

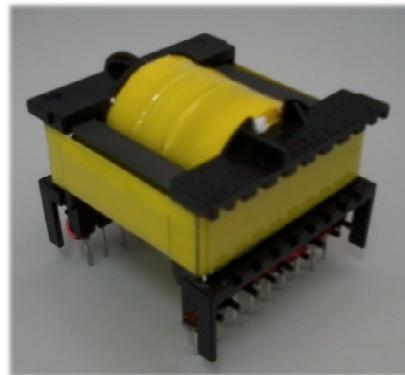
R_{DSon} : 5.4 mΩ

I_D : 80 A

Q_g : 82 nC

6.3 Transformador de alta frecuencia

Cuando se empieza el diseño de un transformador, en este caso como el de la figura, hay algunos parámetros clave que se necesitan antes de realizar el diseño del transformador.



Transformador con núcleo ETD44.

Estos parámetros se basan en la ecuación siguiente, que es la que indica cómo se comporta un diseño push-pull.

$$V_{out} = 2 * \frac{N_2}{N_1} * D * V_{in}$$

Lo primero son las tensiones de entrada y de salida, Este diseño se está realizando para un tensión de entrada de 24 V y 690 V de tensión de salida.

Otro parámetro que debe ser elegido es a que ciclo de trabajo van a funcionar los transistores para obtener esa tensión a la salida. Cada transistor no puede tener más de un 50% de ciclo de trabajo, estando este limitado por la propia topología push-pull, también es necesario un tiempo muerto entre los pulsos de un transistor y otro, para evitar la circulación de corriente en ambos devanados al mismo tiempo.

La relación de transformación N_2/N_1 se calcula teniendo en cuenta la topología, ya que aunque alimentamos el diseño a una tensión de 24 V. Realmente la tensión que tiene el primario del transformador entre extremos es 48 V porque tiene toma media y el secundario es de 690 V, lo que nos da una relación de 14,37. A la hora de bobinar calcularemos el número de vueltas y redondearemos al alza, luego mediante el sistema de regulación se reducirá el ciclo de trabajo ajustando la tensión de salida.

Los transformadores usados en topologías push-pull normalmente tienen múltiples devanados, en este diseño tendremos un primario con toma media y un secundario simple.

Debido a que el diseño final debe ser capaz de funcionar a 1 kW de potencia se optó por usar dos transformadores de 500 W y hacerlos trabajar en paralelo con dos circuitos independientes. Esto fue debido a que el coste de un transformador de 1 kW y sus dimensiones, tanto como la dificultad para bobinarlo (mayores corrientes en primario) eran más elevadas que en dos de 500 W.

El núcleo ha sido elegido teniendo en cuenta la frecuencia de funcionamiento, y la potencia máxima a la que tiene que funcionar el transformador. También hay que tener en cuenta que el núcleo no debe saturarse en ningún momento. Por todo esto se ha elegido un núcleo del fabricante Epcos, en concreto el modelo ETD44 con ferritas de material 3C90 que nos proporciona unas pérdidas muy bajas a la frecuencia de funcionamiento, y nos permite manejar una potencia de 500 W.

Las características del núcleo están disponibles en el datasheet que proporciona el fabricante y las más importantes a tener en cuenta son las siguientes. Área efectiva 173 mm^2 , $\mu_e = 1800$ y con una densidad de flujo magnético de 200 mT a 100 kHz, tenemos unas pérdidas de 2.3 W

Para saber las espiras que debe tener nuestro primario del transformador, usaremos la ecuación:

$$N_1 = \frac{V_{in} * 10^8}{4 * f * a * B}$$

donde V_{in} es la tensión del primario del transformador, f es la frecuencia de funcionamiento, a es el área efectiva del núcleo en cm^2 , y B es la densidad de flujo magnético en gauss.

$$N_1 = \frac{48 * 10^8}{4 * 50\text{khz} * 173\text{mm}^2 * 200\text{mT}}$$

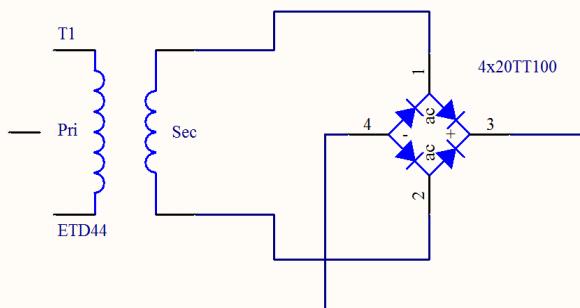
Lo que nos da un primario con 6 vueltas.

Por ende las vueltas del secundario serán $6 * 14.37 = 86.22$ vueltas, redondeamos hacia arriba y obtenemos 87 vueltas en el secundario.

6.4 Rectificador

El rectificador está compuesto por 4 diodos formando un rectificador de onda completa, en esta configuración cada diodo debe aguantar la tensión:

$$V_{RRM} \geq V_{RMAX} = 2V_{DC MAX} * \frac{N_s}{N_p} - V_f = 2 * 24 * \frac{87}{6} - 1 = 695 V$$



En este caso, para que los diodos aguanten la tensión perfectamente se eligen unos diodos de 1000V.

La corriente que va a circular por cada diodo es:

$$I_{fav} \geq \frac{I_{0 MAX}}{2} = 0.73 A$$

El diodo Elegido es un MUR8100E del fabricante ON Semiconductor, el cual tiene las siguientes características:

$$V_{RRM} = 1000 V$$

$$I_{F(AV)} = 8 A$$

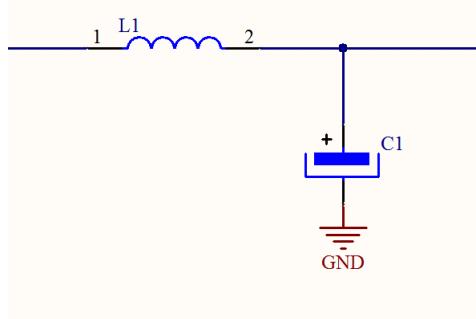
$$V_F = 1.5 V$$

$$T_{rr} = 75 ns$$

6.5 Filtro de salida

El filtro de salida debe ser un filtro L-C pues la tensión que llega al filtro es una señal cuadrada. Como los condensadores, producen picos importantes de corriente ante cambios bruscos de tensión, se coloca una inductancia serie haciendo que la corriente sea quasi constante.

El filtro corresponde a un filtro paso bajo, el cual elimina la componente armónica de la señal y nos deja solo la parte continua, que es la que necesitamos a la salida.



Para calcular los valores de L1 y C1, utilizamos la formula:

$$AV = \frac{(1 - 2 * D) * V_{out}}{32 * f^2 * L * C}$$

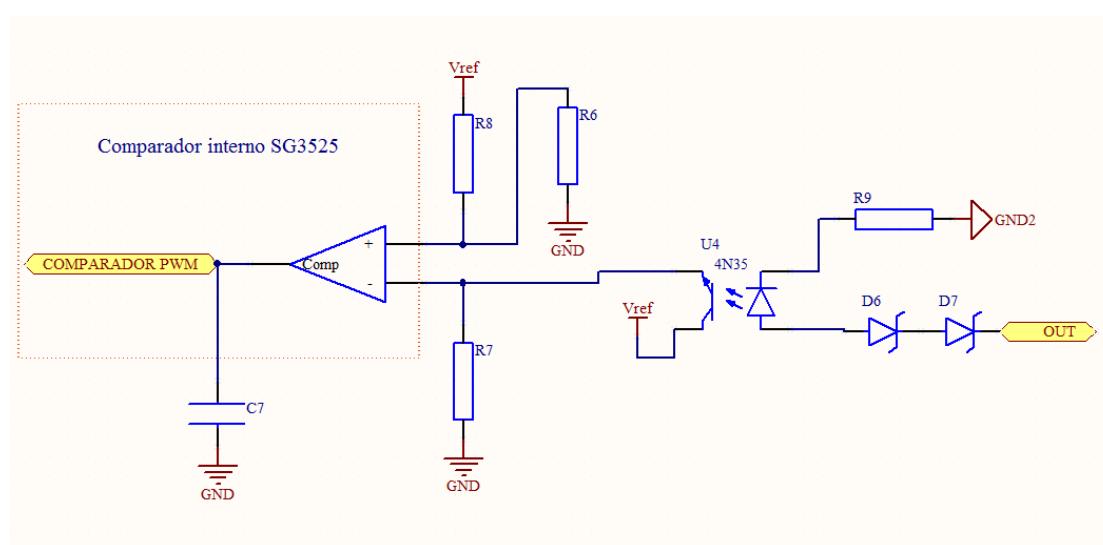
Donde AV es el rizado de tensión, D es el ciclo de trabajo, f es la frecuencia en Hz, L es la inductancia en Henrios y C es la capacidad en Faradios.

El condensador elegido debe aguantar la tensión máxima de salida de 690 V, en este caso se ha elegido un condensador de 100 μ F y 800 V. Como un condensador de esta tensión es bastante voluminoso y caro, se ha optado por poner dos condensadores de 220 μ F y 400 V en serie, y así obtener el deseado.

La inductancia se ha elegido una de 100 μ H y 2 A.

6.6 Realimentación y control

El circuito de realimentación (mostrado en la figura) se encarga de suministrar de una señal equivalente y proporcional a la de salida en forma y tensión, de esta forma el control interno del SG3525 puede actuar en consecuencia y reducir o aumentar el ciclo de trabajo de los transistores de commutación. En la imagen se muestra el amplificador de error interno del integrado SG3525 para entender mejor su funcionamiento.



La tensión de salida se aplica entre los diodos zener D6 y D7 haciendo que esta se recorte según la tensión de estos diodos zener, R6 se encarga de limitar la corriente que va a pasar por el diodo emisor del opto-acoplador 4N35. La tensión que cae en el diodo emisor es de 1.2 V según el datasheet y la corriente necesaria para excitar al transistor correctamente es de unos 10mA. Como a la salida necesitamos una tensión de 690 V, colocamos dos diodos zener de 200 V cada uno, así entre R9 y el diodo emisor tendremos 290 V, menos los 1.2 V que caen en el diodo emisor nos quedan 288.8 V en R9, la cual calculamos con la ley de Ohm:

$$R9 = \frac{V_R}{I} = \frac{288.8 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 28.88 \text{ k}\Omega$$

La potencia disipada por la resistencia se calcula con la siguiente expresión:

$$P_{R9} = V_R * I = 288.8 \text{ v} * 10 \text{ mA} = 2.88 \text{ W}$$

De igual manera la potencia que tienen que disipar los diodos Zener será:

$$P_{D6,D7} = V_{Zener} * I = 200 \text{ v} * 10 \text{ mA} = 2 \text{ W}$$

Una vez calculados los componentes del lado de potencia, pasamos al lado de control. Cuando el transistor del opto-acoplador se activa conecta la tensión de referencia del integrado SG3525, V_{ref} con la entrada negada del operacional, que al no tener realimentación actúa como un comparador, en la entrada no negada tenemos una tensión dada por el divisor de tensión creado por R8 y R6, conectado a V_{ref} , esta tensión la dejaremos en $\frac{1}{2}$ de V_{ref} .

De esta forma cuando la tensión de salida llegue a 690V el transistor del opto-acoplador conducirá poniendo más tensión en la entrada negada que en la no negada y por tanto en la salida del operacional saldrá 0V lo que hace que el ciclo de trabajo se reduzca ya que C7 se descargará. Cuando la tensión de salida sea menor de 690V el transistor del opto-acoplador entrará en corte, con lo que la tensión en la entrada negada será menor que la entrada no negada, teniendo a la salida del operacional una tensión igual a Vcc, el condensador C7 se cargará y el ciclo de trabajo aumentará.

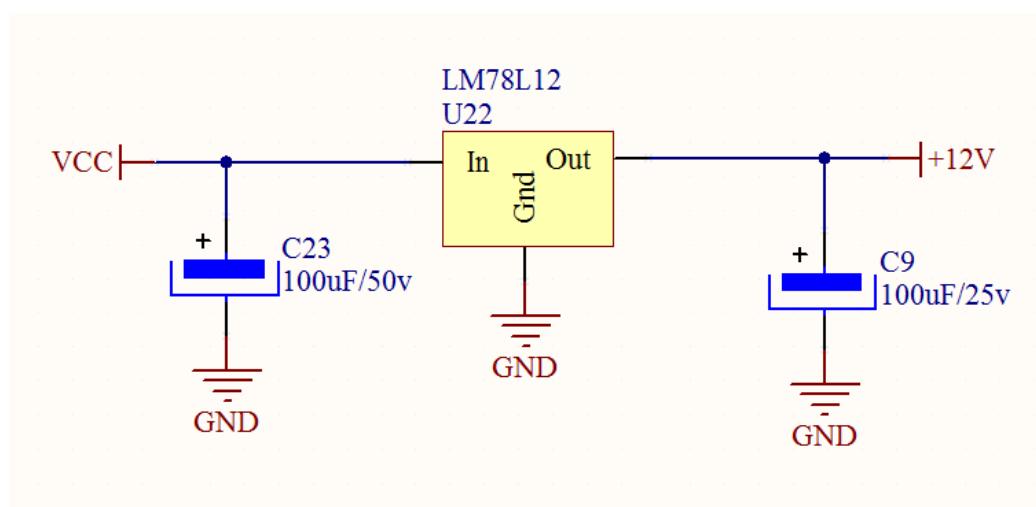
El condensador C7 se ha elegido experimentalmente ya que no se tenían los datos suficientes del amplificador operacional interno para calcularlo.

6.7 Fuente de alimentación lineal de 12 V

El circuito integrado SG3525, se puede alimentar a un alto rango de tensiones y no sería necesario hacer una fuente propia para él, pero debido a que los transistores se disparan directamente con el driver interno del propio integrado si usamos la tensión de 24 V como alimentación, a la puerta de los transistores llegarían los 24 V destruyéndolos por exceso de tensión de puerta. [3]

También al disminuir la tensión de disparo a 12 V, en la conmutación a OFF de los transistores, habrá que desalojar mucha menos carga y conmutará antes.

Para evitar esto se ha diseñado una fuente de alimentación muy simple que incluye un regulador lineal de la serie LM78XX, como la tensión que vamos a usar es de 12 V, usaremos el LM7812. El esquema de la fuente se puede ver en la siguiente imagen.



Este regulador lineal es capaz de suministrar una corriente constante de 1 A y solo necesita de dos condensadores para funcionar de forma adecuada, se ha elegido uno a la entrada de 100 uF y 50 V y otro a la salida de 100 uF y 25 V. Debido a que esta fuente solo va a alimentar el control y los driver de disparo de los transistores, la corriente que deba suministrar no va a ser alta, y apenas llegará a los 200 mA, pero la potencia que va a tener que suministrar si va a ser importante, pues tiene que disminuir la tensión de 24 V a 12 V. Con lo que la potencia será:

$$P_{U22} = 12 \text{ V} * 0.3 \text{ A} = 3.6 \text{ W}$$

Como vemos, con esta potencia que tiene que disipar, hay que colocarle un dissipador, el cual tendrá que tener una resistencia térmica inferior a la calculada a continuación.

$$P_{U22} = \frac{T_j - T_a}{\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}}$$

Donde T_j es la temperatura de la unión, T_a es la temperatura ambiente, θ_{jc} es la resistencia unión-capsula, θ_{cs} es la resistencia térmica capsula-dissipador y θ_{sa} es la resistencia térmica dissipador-ambiente.

Estas constantes se obtienen en el datasheet del fabricante del LM7812 [4], y sustituyéndolas en la formula queda como sigue.

$$3.6 \text{ W} = \frac{150 \text{ }^{\circ}\text{C} - 25 \text{ }^{\circ}\text{C}}{5 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} + 1 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} + \theta_{sa}}$$

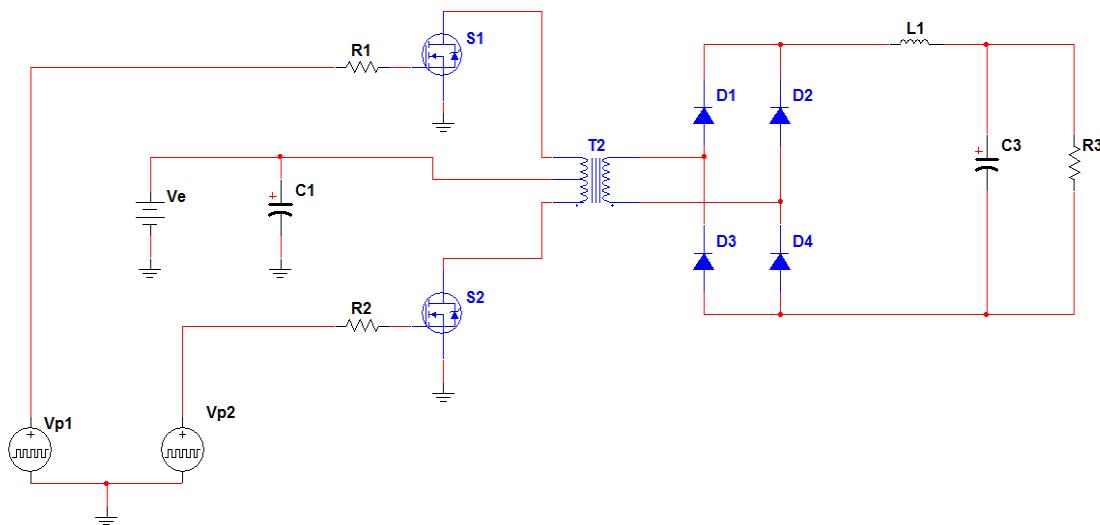
Despejando:

$$\theta_{sa} \leq 28.72 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

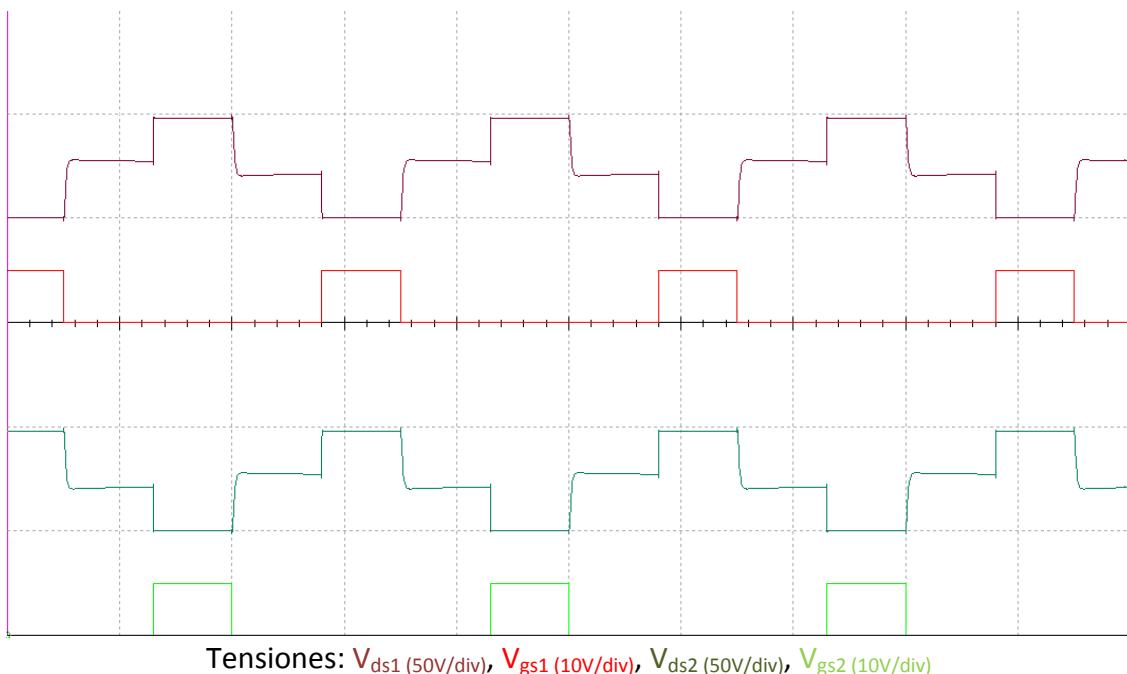
Un dissipador pequeño para encapsulado TO220 valdrá perfectamente ya que suelen tener una resistencia térmica de unos $15 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

7. SIMULACIÓN

Para la simulación del circuito se ha usado el programa Multisim, que ofrece una rápida idea de cómo va a responder el circuito diseñado, en la siguiente figura se puede ver el esquema montado en el simulador.



En la figura siguiente, podemos ver las señales obtenidas en la simulación que corresponden a las tensiones de disparo y las tensiones de los transistores mosfet, con un ciclo de trabajo de 0.25.



Donde:

V_{ds1} es la tensión drenaje – fuente del transistor S1.

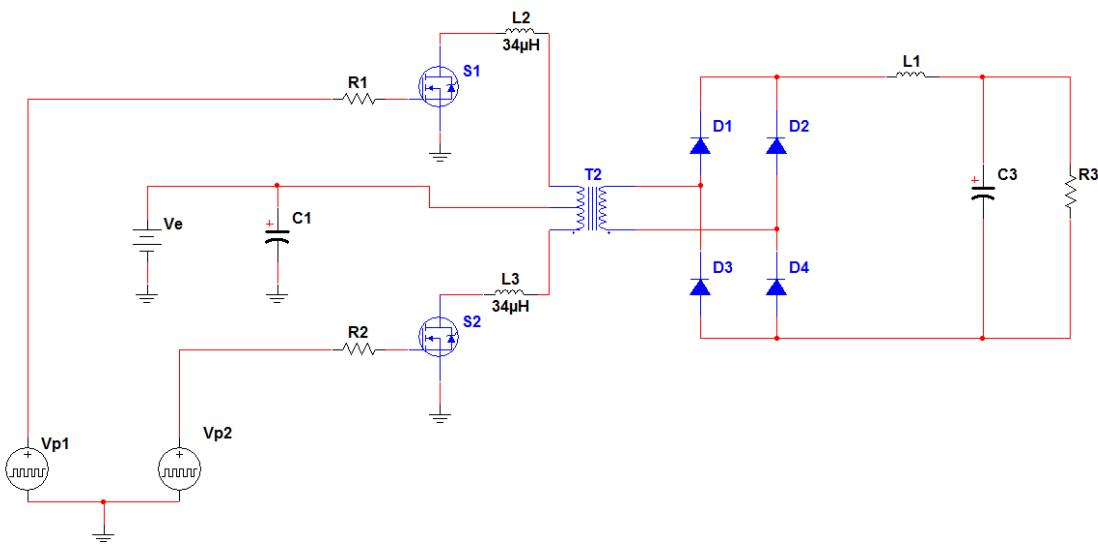
V_{gs1} es la tensión puerta – fuente del transistor S1.

V_{ds2} es la tensión drenaje – fuente del transistor S2.

V_{gs2} es la tensión puerta – fuente del transistor S2.

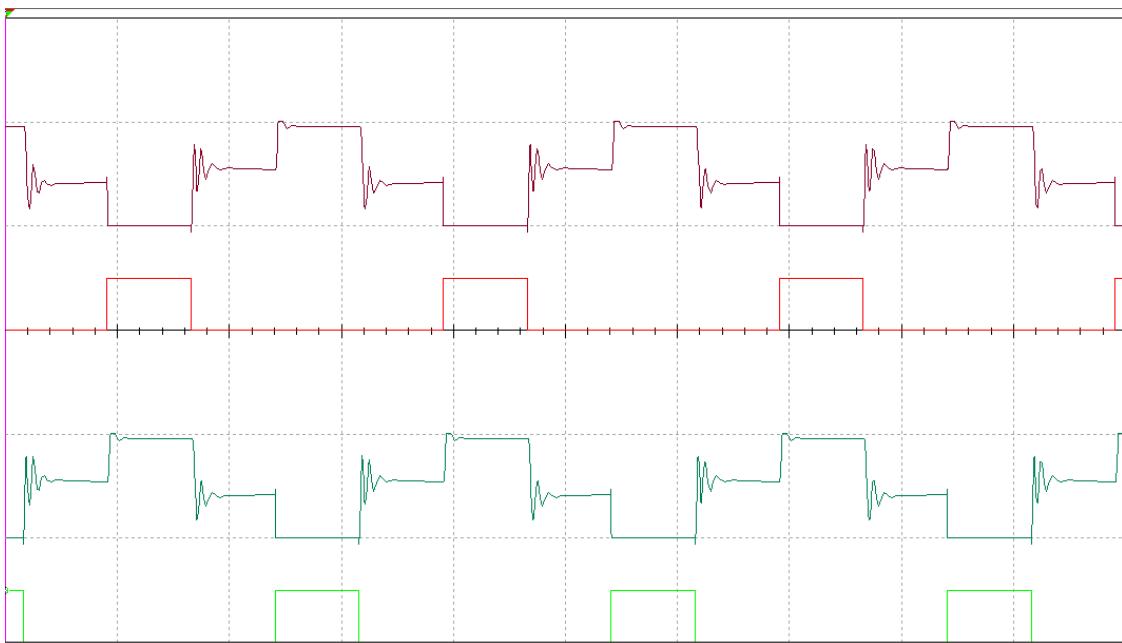
Se puede comprobar cómo la tensión V_{ds1} cae a 0 V cuando se dispara el transistor S₁, luego sube a V_e mientras pasa el tiempo muerto en el que no hay ningún transistor a on. Cuando se dispara el transistor S₂, el transistor S₁ soporta 2 V_e , debida a la tensión que se induce en el bobinado superior al estar el inferior conectado a V_e .

Se puede ver que las señales salen muy limpias gracias a que el transformador es ideal y no se tienen en cuenta las inductancias internas. Para obtener las señales lo más parecidas a las reales se han añadido unas inductancias en el esquema.

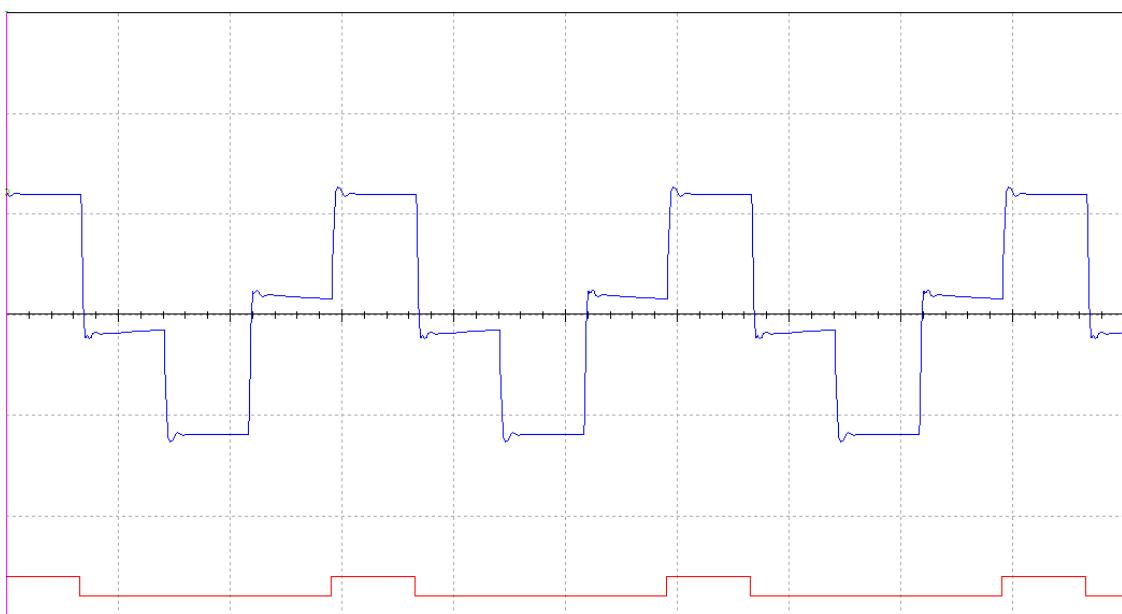


Esquema modificado con inductancias parasitas del transformador.

Ahora las señales medidas son más reales y se obtienen los picos de tensión de las conmutaciones de los transistores.



Tensiones: V_{ds1} (50V/div), V_{gs1} (10V/div), V_{ds2} (50V/div), V_{gs2} (10V/div)



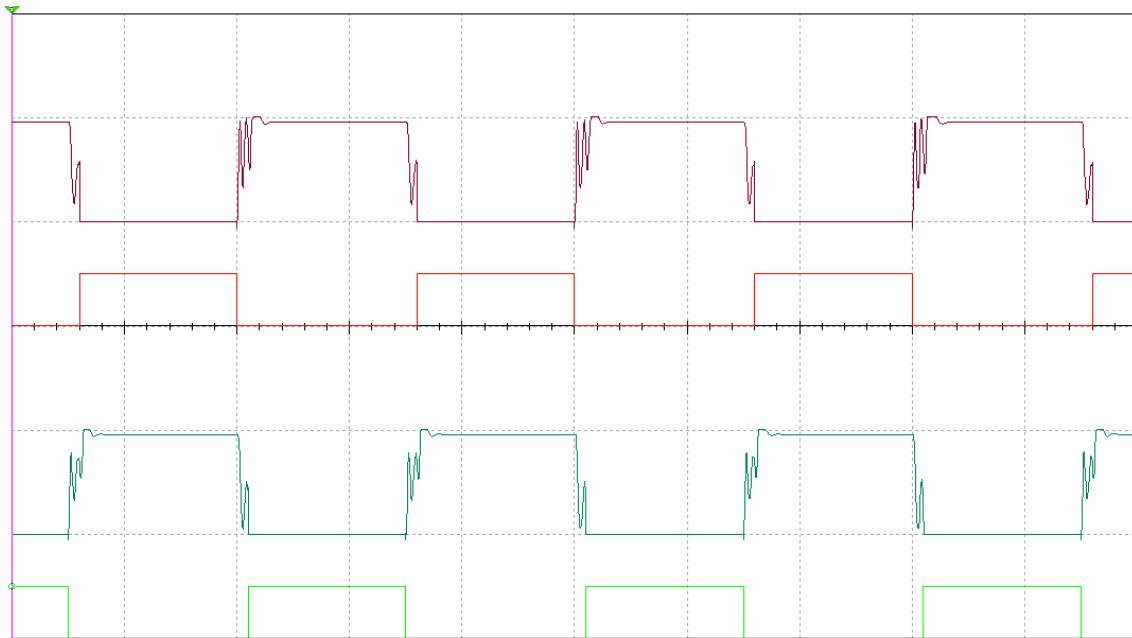
Tensiones: V_{S2} (500V/div), V_{gs} (25V/div)

Donde:

V_{S2} es la tensión en el secundario del transformador.

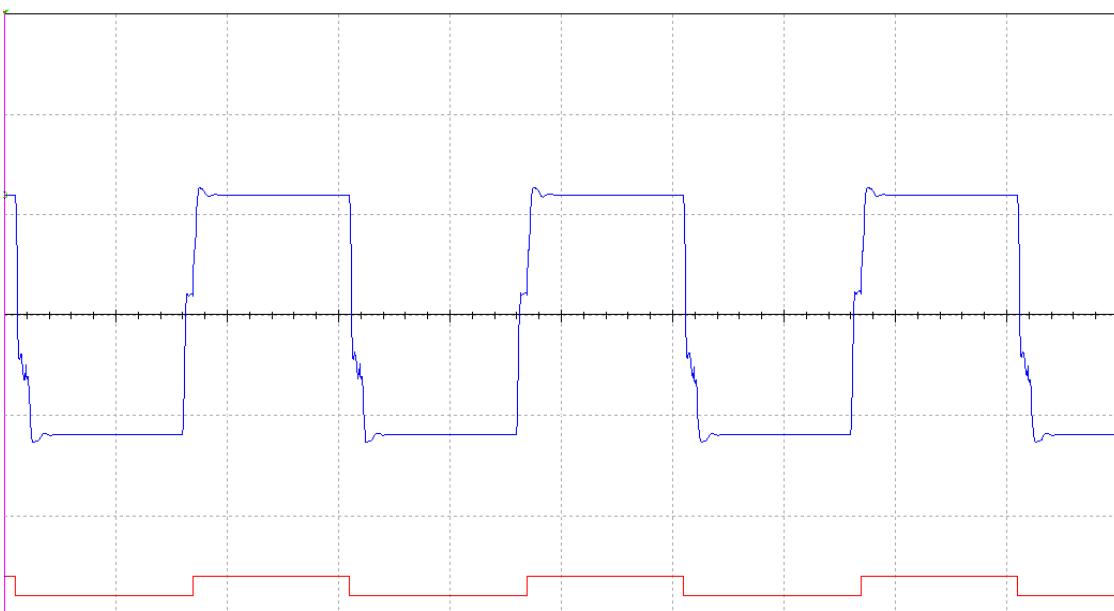
V_{gs1} es la tensión puerta – fuente del transistor S1.

Si aumentamos el ciclo de trabajo a uno cercano a 0.5, obtenemos las siguientes señales.



Tensiones: V_{ds1} (50V/div), V_{gs1} (10V/div), V_{ds2} (50V/div), V_{gs2} (10V/div)

Las tensiones de los transistores van de 0 V cuando están saturados a $2V_e$ cuando están en corte.



Tensiones: V_{s2} (500V/div), V_{gs} (25V/div)

Y la tensión en el secundario es prácticamente cuadrada.

8. MONTAJE DEL PROTOTIPO.

Para proceder al montaje del prototipo, antes hay que diseñar correctamente la PCB y bobinar el transformador con los parámetros calculados anteriormente.

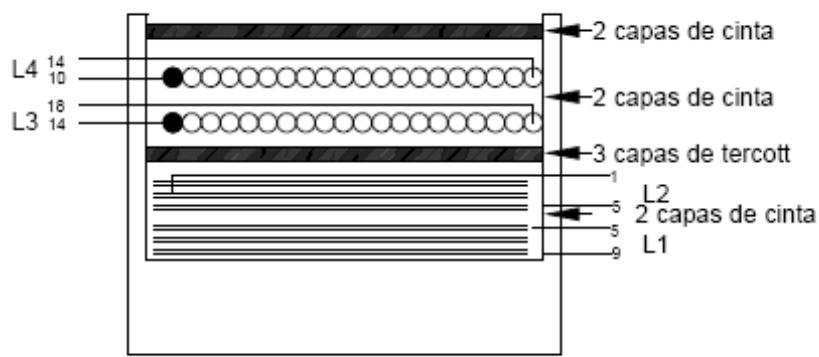
8.1. Bobinado del transformador.

Según los cálculos realizados anteriormente, tenemos que el primario del transformador debe tener un bobinado con toma media y 6 espiras en total, también sabemos que la corriente media que va a circular por este bobinado va a ser de unos 11 A. Con estos datos para el bobinado primario se va a usar cinta de cobre de 20x0.1 mm aislada entre sí, lo que se consigue al usar cinta y no hilo de cobre es que se tenga más superficie útil en el conductor, ya que debido al efecto Skin la corriente en estas frecuencias tiende a circular por la superficie del conductor.

Para el secundario necesitamos un total de 87 espiras, y tendremos una corriente media de unos 0.72 A, por lo tanto para el secundario utilizaremos hilo de cobre de 0.8mm de diámetro.

Entre los bobinados primario y secundario se va a intercalar una capa aislante de cinta Tercott.

La distribución del bobinado en el transformador será la de la imagen siguiente.



Para proceder al bobinado del transformador se empieza desmontando el núcleo del carrete, lo siguiente será enrollar el primario que está formado por cinta de cobre de 20x0.1 mm, como se ve en la foto está aislada por una cara con cinta de Tercott.

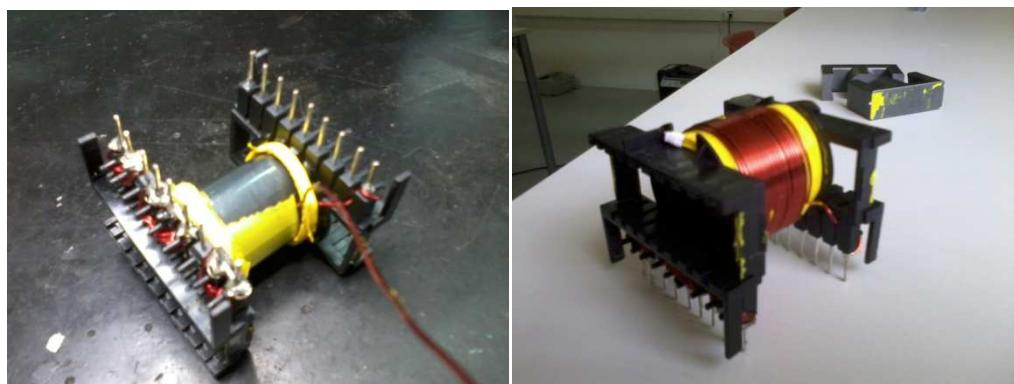
Se sueldan los extremos, y el centro de la cinta de cobre a sus respectivos terminales mediante grupos de 12 hilos de cobre de 0.4 mm de diámetro, que forman tres conductores, uno para cada terminal.



Hay que tener la precaución de centrar bien el primario y apretarlo bien para que los dos primarios sean lo más parecidos posible.

Antes de bobinar el secundario, hay que aislar con cinta aislante especial para transformadores.

Se suelda un extremo del hilo del secundario a un terminal del carrete y se enrolla un margen de 3mm en cada extremo del carrete con cinta aislante especial. Una vez concluido esto, se procede a enrollar las 87 espiras que componen el secundario del transformador, dando entre cada capa de bobinado una capa de cinta aislante especial.



Se termina, colocando el núcleo y sujetándolo con cinta aislante especial.

8.2 Diseño de la PCB.

La etapa final del diseño de cualquier convertidor conmutado es el diseño físico de la placa de circuito impreso (PCB). Si está mal diseñada la PCB podría contribuir a la inestabilidad del circuito, e irradiar una energía electromagnética excesiva (EMI). El papel del diseñador es asegurar un buen diseño de la PCB con la comprensión del funcionamiento físico del circuito.

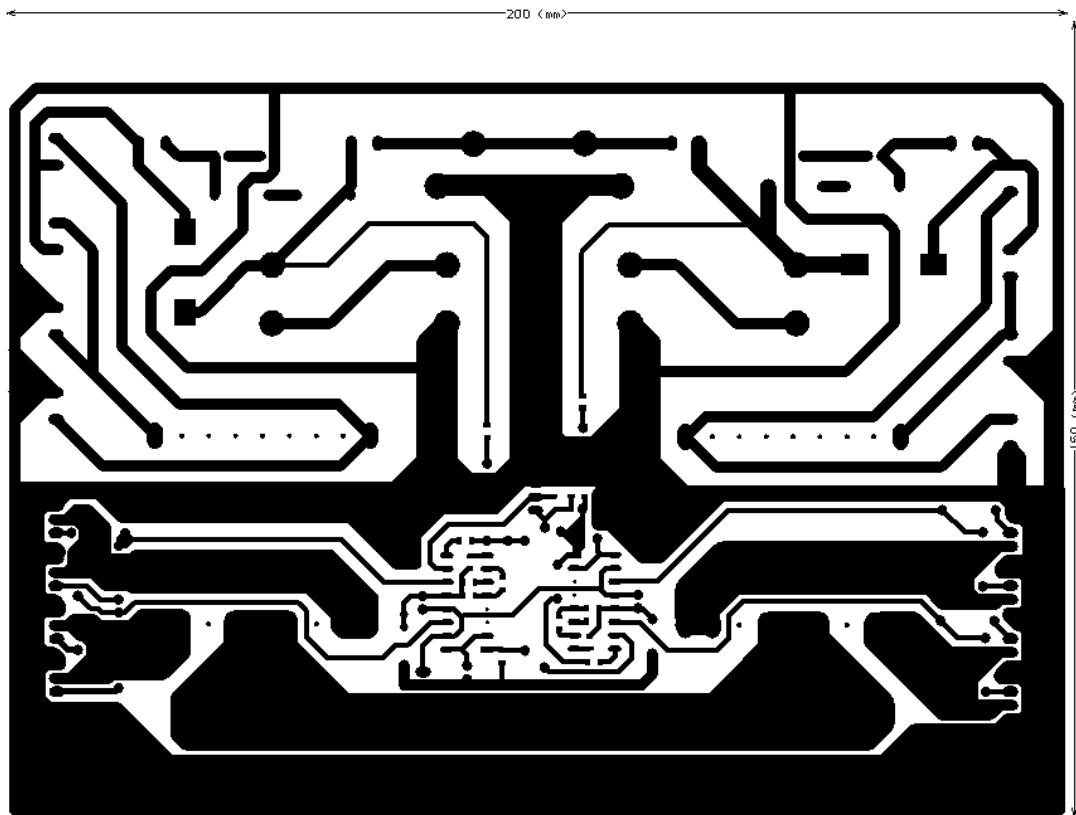
Los convertidores conmutados contienen señales de alta frecuencia y en la PCB cualquier pista puede actuar como antena. La longitud y anchura de una pista afecta a su resistencia e inductancia, que a su vez afecta a su respuesta en frecuencia, las pistas de corriente continua pueden captar ruido de pistas cercanas y causar problemas. Todas las pistas que llevan corriente alterna, deben ser lo más cortas y anchas posibles. Esto significa que los componentes de potencia que se conectan con estas pistas deben estar lo más juntos posible.

La longitud de una pista es directamente proporcional a su inductancia parasita, y la anchura es inversamente proporcional a su inductancia.

Es muy recomendable que exista un “plano de masa” que conecta todos los componentes que tienen referencia a él mediante una capa de cobre que ocupa el resto de PCB que no se usa para otras pistas.

Para el diseño del convertidor, hay que tener especial atención a la hora de trazar las pistas correspondientes a la zona del primario, ya que van a conducir una corriente importante, y deben ser por lo tanto lo más anchas y cortas posibles. También en la zona del secundario al tener cierto nivel de tensión hay que separar las pistas unas de otras para evitar arcos voltaicos.

En la imagen siguiente se muestra la cara inferior de la PCB diseñada, se ha optado por usar solo una cara, porque debido a que no hay apenas componentes y las pistas que los unen son gruesas no era necesario el uso de una PCB de doble cara.



La PCB terminada con los componentes soldados se muestra en la siguiente imagen, La PCB se ha diseñado mediante el programa Altium y posteriormente se ha fabricado mediante una maquina fresadora que retira el cobre sobrante de la PCB de forma mecánica y automática, la maquina en cuestión es una LPKF Protomat s103



Fotografía del prototipo terminado

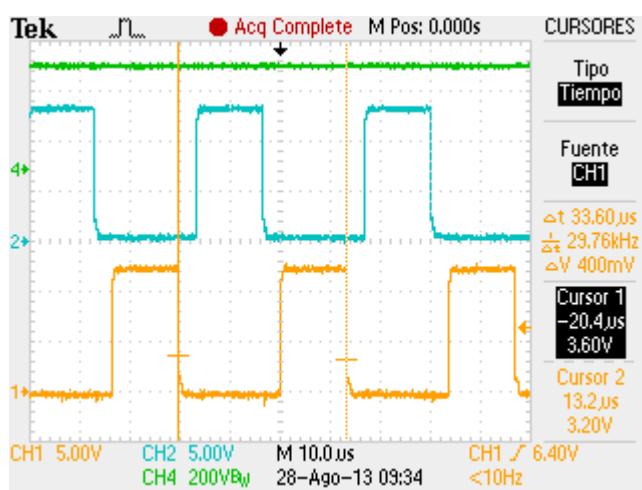
9. ANÁLISIS DEL PROTOTIPO

Una vez montado el prototipo se ha procedido a su conexión, pero a una alimentación de 12 V que no es capaz de suministrar una alta corriente, también se añade en serie un fusible de 20 A. Todo esto es para limitar la destrucción de componentes ante un posible fallo en el circuito..

Se ha habilitado en la PCB una conexión que activa los circuitos de control de ambos convertidores, esto permite hacerlos funcionar por separado, para poder analizar mejor su funcionamiento.

Una vez comprobado que la tensión de salida está en torno a los 340 V en continua y que la corriente en vacío es baja, se ha conectado a una tensión de 24 V para proceder a comprobar las señales en el circuito.

Lo primero de todo es comprobar las señales a la salida del SG3525 y sus respectivas en las puertas de los transistores, en la siguiente imagen podemos ver las capturas del osciloscopio.



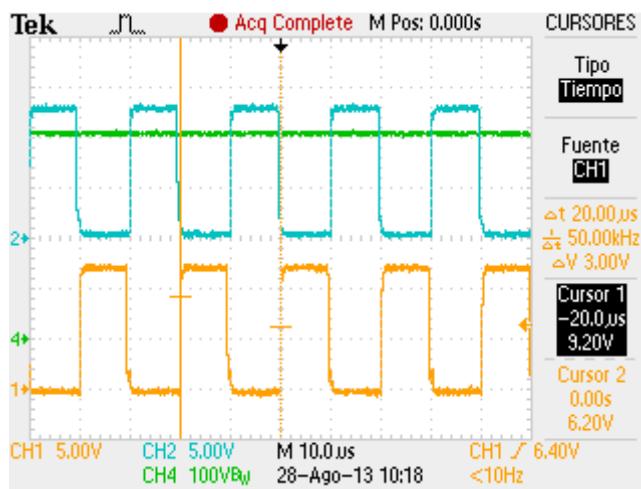
Señales de disparo a la salida del SG3525

Se puede observar que la frecuencia de funcionamiento es de 29.76 kHz y debería ser de 50 kHz, por alguna razón el oscilador no está funcionando como debiera, aunque el resto del circuito si porque tenemos una tensión alta a la salida.

Como el oscilador forma parte del integrado SG3525, lo primero será comprobar la resistencia y condensador que marcan la frecuencia de oscilación. Según

los cálculos realizados, deberían ser de 2200Ω la resistencia y de 10nF el condensador. Los componentes son los correctos, y como la frecuencia difiere tanto de la buscada, se decide cambiar el conjunto R-C completo, empezando por un condensador de 1nF y según la grafica se necesita una resistencia de unos $20\text{k}\Omega$, pero visto que antes la frecuencia era mucho menor, se decide poner una resistencia de $15\text{k}\Omega$.

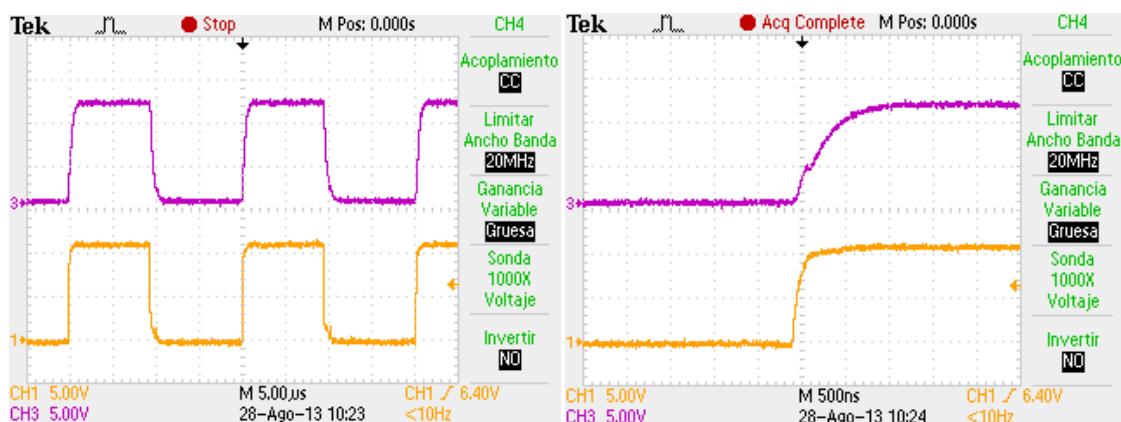
La siguiente captura de osciloscopio muestra las señales de salida del SG3525



Señales de disparo a la salida del SG3525

Podemos ver que ahora la frecuencia de disparo es exactamente 50kHz.

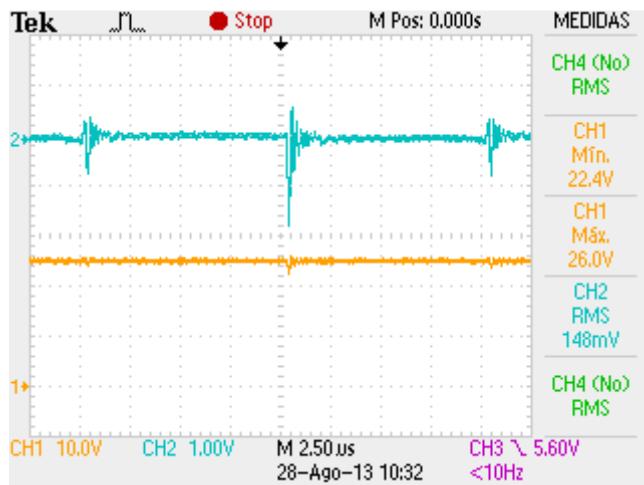
Siguiendo con la comprobación de señales se miran a continuación la señal de disparo (salida del SG3525) y su correspondiente en la puerta del transistor "T1" (tomado como referencia para las gráficas).



Señal de disparo en naranja y señal $V_{GS(T1)}$ en morado.

Se observa como la señal $V_{GS(T1)}$ sigue el proceso típico de carga de puerta de un Mosfet.

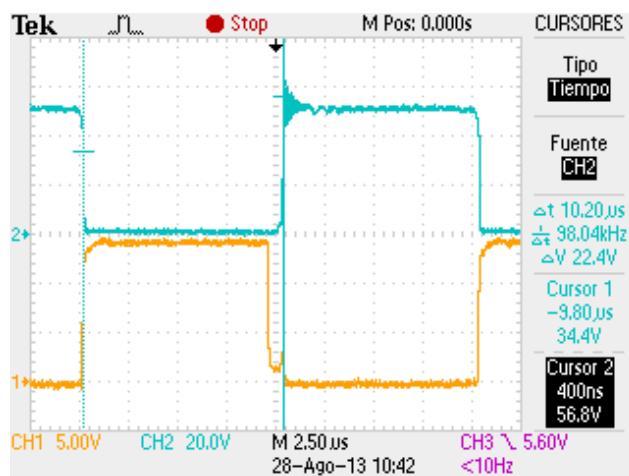
A continuación se muestra una captura de la señal de alimentación de 24 V y de su rizado eliminando la componente continua mediante la opción “acoplamiento AC” en el osciloscopio.



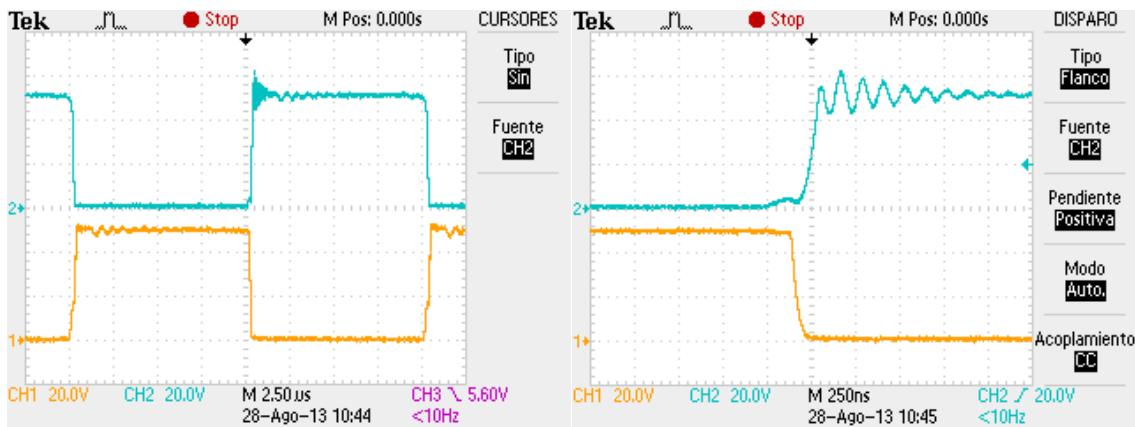
Señal de alimentación de 24 V en naranja, y en azul solo el rizado.

Se observa como tiene picos negativos de unos 2 V debidos a la propia conmutación del circuito, se podría tratar de eliminarlos colocando condensadores de tantalio y otros de alta frecuencia que los filtraran.

Para observar el funcionamiento y conmutación de los transistores Mosfet se han capturado las señales de disparo en puerta ($V_{GS(T1)}$) y las de drenador-surtidor ($V_{DS(T1)}$), se muestran a continuación en diferentes estados del transistor.

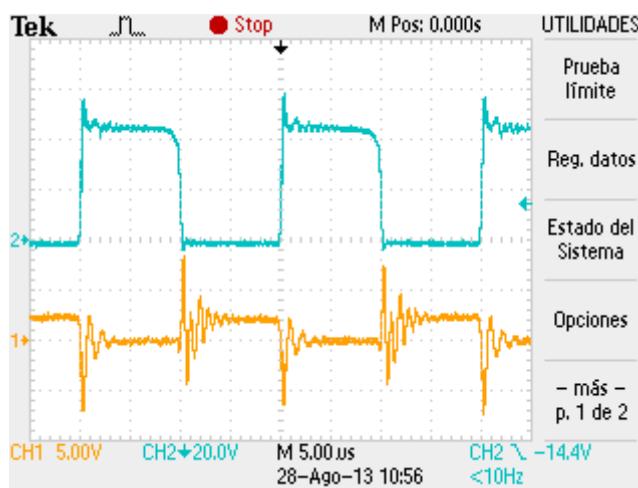


Señal $V_{GS(T1)}$ en naranja y $V_{DS(T1)}$ en azul



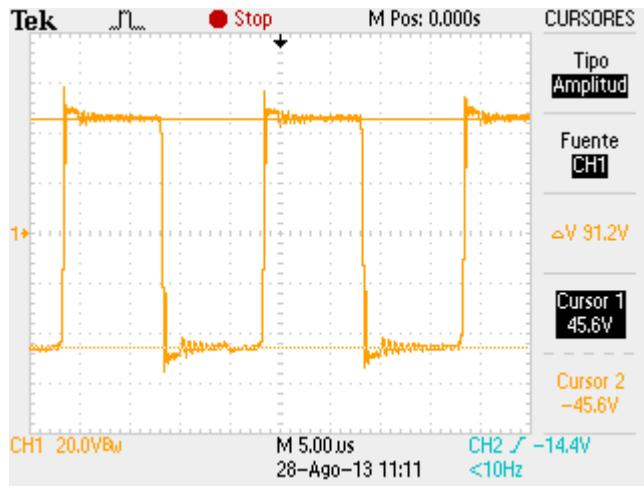
Señal $V_{DS(T1)}$ en azul, y señal $V_{DS(T2)}$ en naranja.

Los transistores tardan en conmutar la tensión apenas 100 ns, lo que nos indica que son bastante rápidos, y que funcionan bien en este circuito. También podemos observar como hay unas oscilaciones en la conmutación de ON a OFF, estas son debidas al cambio brusco de corriente en las inductancias del transformador. Sería bueno incluir una red Snubber en el primario del transformador para intentar minimizar estas oscilaciones, que si son muy altas pueden llegar a la tensión de ruptura del transistor y destruirlo. Se observa que la tensión en corte está siempre sobre los 48 V, y la del pico de conmutación sube casi hasta los 60 V.



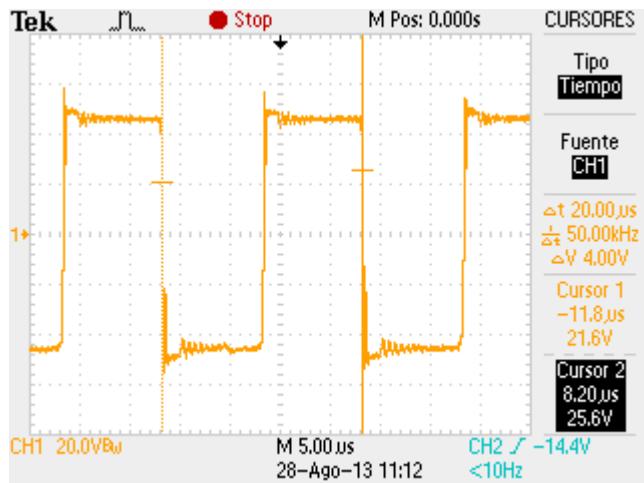
Señal $V_{DS(T1)}$ en azul y señal $I_{D(T1)}$ en naranja

Para poder medir la corriente por el transistor, se ha intercalado en serie con el drenador una resistencia de 0.5Ω , por lo tanto si en la imagen tenemos unos 2.4 V en estado de conducción, significa que están circulando unos 4.8 A por el transistor. De corriente de pico son unos 17 A.



Señal en el primario del transformador, cursores midiendo tensión

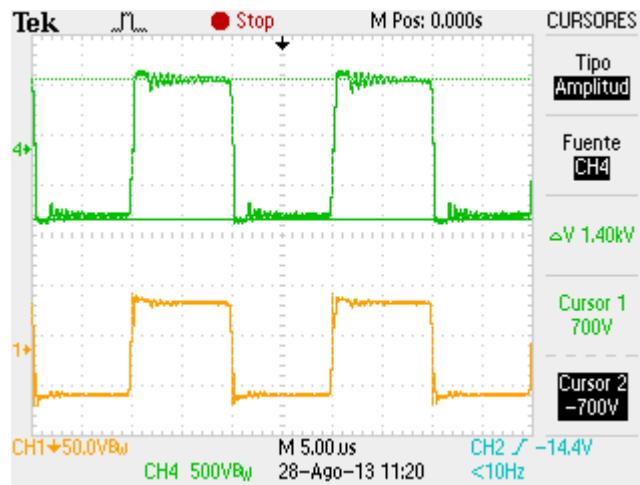
En la imagen de la señal del primario del transformador, se ve una señal cuasi cuadrada de niveles de tensión entre 45.6 V y -45.6 V, siendo próximos a dos veces la señal de alimentación. Y en la imagen siguiente se observa que la frecuencia de conmutación que le llega al transformador son los 50 kHz para los que se diseñó.



Señal en el primario del transformador, cursores midiendo tiempo.

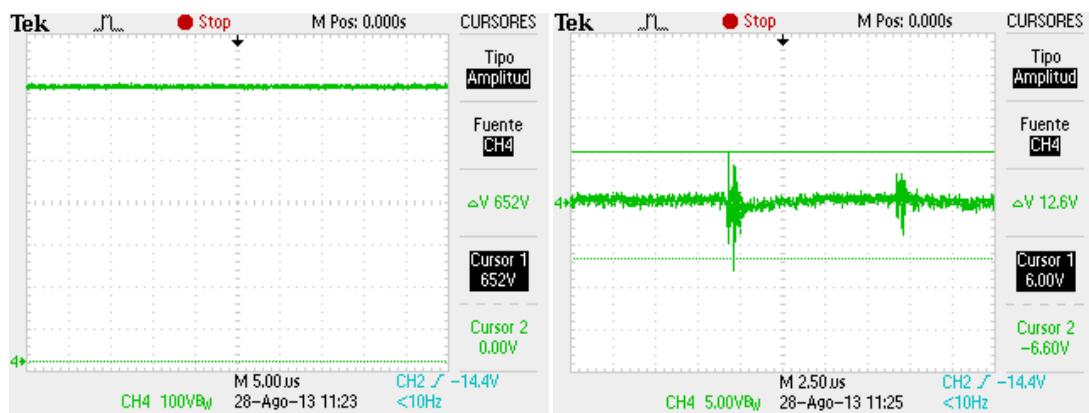
Una vez comprobado que las señales de la parte del primario son correctas y con las formas esperadas, se procede a comprobar el secundario. Como en el secundario aparecen tensiones de hasta 1400 Vpp, se utiliza para su medida una sonda diferencial aislada, marca Hameg HZ115 capaz de medir tensiones de hasta 1500 Vpp.

La siguiente imagen muestra las señales en el primario y secundario del transformador, en las cuales se puede observar como de unos 95Vpp en el primario, pasan a 1400Vpp en el secundario, lo que nos da una relación de transformación de 14.7, que coincide con la calculada.



Señales en el primario del transformador en naranja, y en el secundario en verde.

Y la señal en la salida del convertidor que está en torno a los 652 V debido a que el circuito de realimentación y control regula a una tensión menor a la calculada, para corregirlo basta con ajustar la resistencia en serie con los diodos zener.

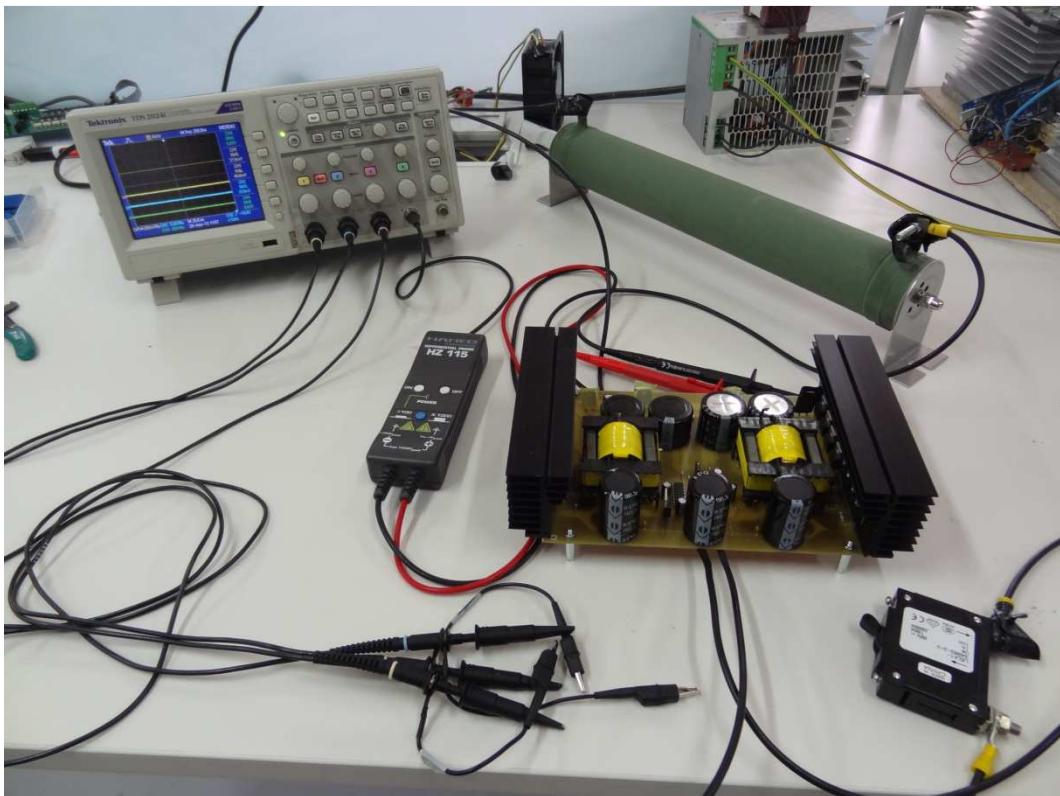


Señal de salida del convertidor, y la misma pero solo la parte AC para ver el rizado.

Se observa que el rizado de la señal es de unos 2.4 V y los picos de tensión que en ella se producen son de unos 6 V, lo que es equivalente a un 0.86 % en tensión.

Todas las señales se han medido con el circuito funcionando a corriente nominal, conectándole una carga de $470\ \Omega$ a la salida, y a la entrada una tensión de 24 V obtenidos de una fuente de alimentación industrial.

En la siguiente foto se puede ver el prototipo montado en la mesa, con los equipos utilizados para las pruebas.



Equipo utilizado para probar el prototipo del convertidor.

Las medidas finales realizadas han sido las de tensión y corriente absorbidas de la fuente de alimentación y la tensión y corriente entregadas a la carga resistiva, dando los siguientes resultados:

$$V_{\text{entrada}} = 24 \text{ V}$$

$$I_{\text{entrada}} = 44.6 \text{ A} \quad P_{\text{entrada}} = 24 * 44.6 = 1070.4 \text{ W}$$

$$V_{\text{salida}} = 652 \text{ V}$$

$$R_{\text{carga}} = 470 \Omega \quad P_{\text{salida}} = \frac{652^2}{470} = 904.5 \text{ W}$$

Con lo que el rendimiento será:

$$\eta = \frac{904.5}{1070.4} * 100 = 84.5\%$$

El cual está por encima de la meta propuesta al inicio del proyecto.

Para las pruebas se colocaron unos disipadores excesivamente grandes en los transistores de conmutación para evitar su calentamiento, pero ahora que experimentalmente se ha calculado la potencia que se pierde en el circuito, se puede calcular el disipador adecuado para ellos.

Se supone que la mayor potencia va a ser disipada en los transistores de conmutación, en los transformadores y en los diodos rectificadores. Para el cálculo de los disipadores de los transistores se puede aproximar a que toda la potencia la van a disipar los propios transistores, ya que, aunque el disipador será de menor resistencia térmica, y por lo tanto de mayor tamaño, hará que los transistores trabajen a menor temperatura.

Por lo tanto, la potencia disipada por todos los transistores será:

$$P_{transistores} = 1070.4 - 904.5 = 165.9 \text{ W}$$

Según el datasheet tenemos que la temperatura máxima en la unión (T_j) es de 175°C y la resistencia térmica unión-capsula (θ_{jc}) es de $1.3^\circ\text{C}/\text{W}$. Como vamos a intercalar una capa de aislante eléctrico de mica, para usar el mismo disipador para cuatro transistores, tendremos en cuenta la resistencia térmica de la mica (θ_{cs}), que es de $1.4^\circ\text{C}/\text{W}$.

Al tener ocho transistores en total, pero cuatro en cada disipador, cada disipador deberá disipar una potencia de:

$$P_{disipador} = 165.9/2 = 82.95 \text{ W}$$

Hay que tener en cuenta que el disipador tiene cuatro transistores conectados, y cada uno disipa unos 20 W , no podemos poner en el cálculo del disipador la resistencia térmica de un transistor, tenemos que poner el equivalente de colocar resistencias térmicas en paralelo, con lo que la resistencia térmica equivalente será:

$$\theta_{js(eq.)} = \frac{1.3 + 1.4}{4} = 0.675^\circ\text{C}/\text{W}$$

Por lo tanto la resistencia térmica del disipador será:

$$\theta_{sa} = \left(\frac{T_j - T_a}{P} \right) - \theta_{js(eq.)} = \left(\frac{175 - 25}{82.95} \right) - 0.675 = 1.13^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

El disipador a colocar en los transistores debe tener una resistencia térmica menor a $1.13^{\circ}\text{C}/\text{W}$. El disipador de la siguiente imagen tiene una resistencia de $1.1^{\circ}\text{C}/\text{W}$, y la forma lo hace idóneo para su colocación en el circuito.



Disipador de $1.1^{\circ}\text{C}/\text{W}$

En las anteriores imágenes del circuito completo, se puede ver este disipador ya colocado.

10. EQUIPO UTILIZADO

Los equipos de medición usados en las pruebas son los siguientes:

- Osciloscopio Tektronix TDS2024C, con una frecuencia de muestreo de 200 MHz y cuatro canales de entrada.



Osciloscopio Tektronix TDS2024C

- Sonda diferencial aislada Hameg HZ115, capaz de medir hasta 1500 Vpp



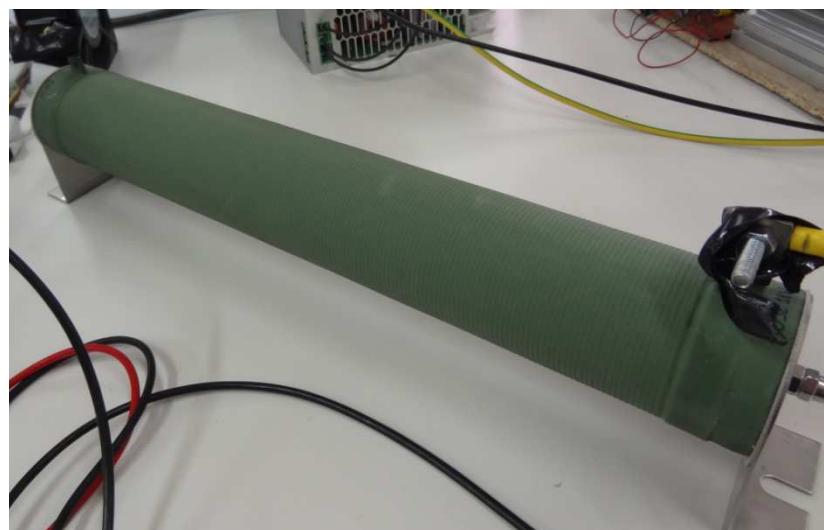
Sonda Hameg HZ115

- Fuente de alimentación industrial de 24 V Phoenix Contact Trio-PS/3AC/24DC/40



Fuente de alimentación Phoenix Contact Trio

- Carga resistiva de 470Ω y 1 kW de potencia

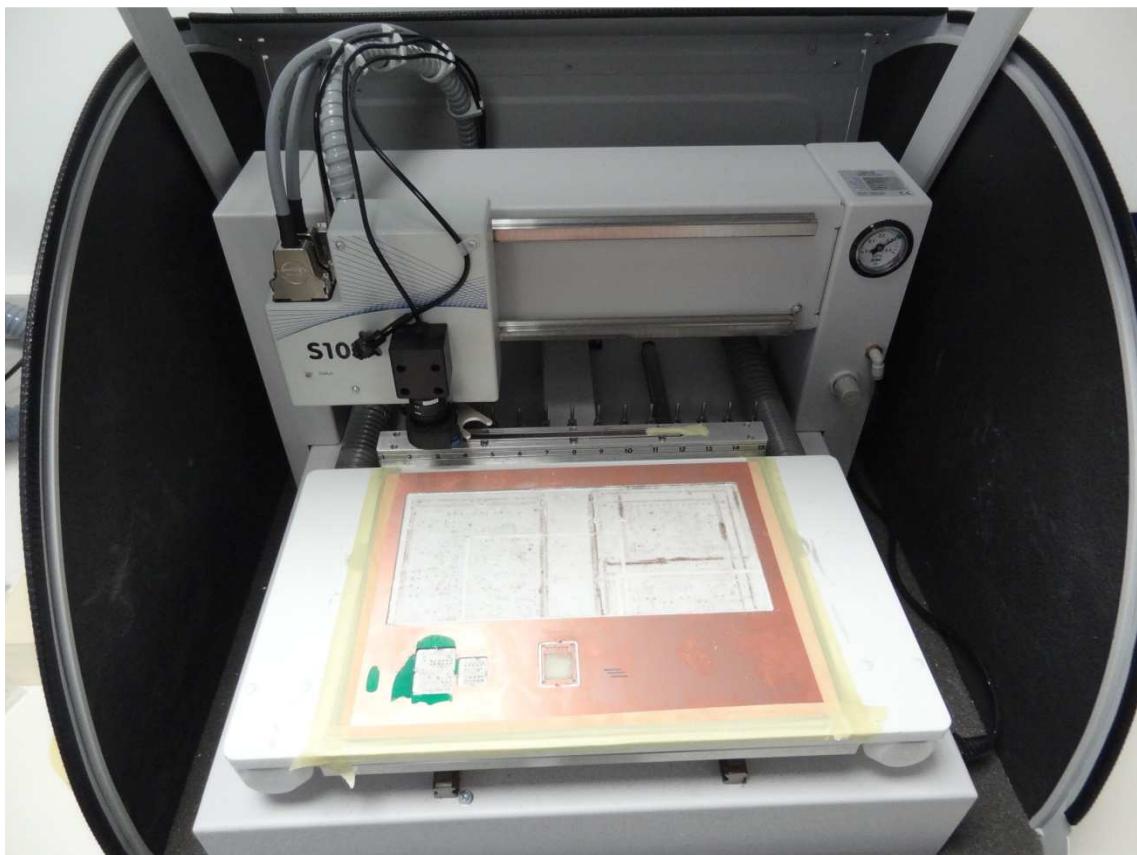


Resistencia de 470Ω , 1 kW.

- Interruptor automático para corriente continua de 100A



Para fabricar la PCB se ha utilizado una maquina fresadora automática marca LPKF modelo Protomat S103, como la de la fotografía siguiente.



LPKF Protomat S103

11. CONCLUSIONES

El presente proyecto ha sido planteado, diseñado y realizado para completar un sistema convertidor de tensión continua, proveniente de unas baterías o generador eólico, en tensión alterna trifásica utilizable en cualquier aparato eléctrico que la necesite. Este proyecto solo muestra la parte del convertidor elevador DC-DC, que eleva la tensión de 24 V a una de 690 V.

Las simulaciones, los análisis y las medidas experimentales realizadas a lo largo del proyecto del sistema convertidor elevador, han demostrado que el circuito cumple con los requisitos expuestos en el inicio y que el circuito realiza la función correctamente, obteniendo incluso un rendimiento superior al esperado.

12. BIBLIOGRAFIA

[1] Nogueiras Meléndez, Andrés Augusto, "Nueva Metodología de Modelado y Simulación No Lineal. Aplicación a Convertidores PWM Continua / Continua en Paralelo de Alto Rendimiento". Apéndice A - Clasificación y Análisis de los Convertidores Conmutados PWM. Pp. 143-170. Director: D. Alfonso Lago Ferreiro. Tesis Doctoral. Universidad de Vigo. Departamento de Tecnología Eléctrica. 2003. Disponible en <http://www.dte.uvigo.es/tesis/andres.nogueiras/apendice-a.pdf>

[2] Motorola Semiconductor, "Pulse Width Modulator Control Circuits", SG3525A/B datasheet, Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, AZ, 1996

[3] Infineon, "IPB054N06N3 OptiMOS 3 Power-Transistor", IPB054N06N3 datasheet, Infineon Technologies AG, Neubiberg, Alemania, Rev. 2, 2008. Disponible en: <http://www.infineon.com/>

[4] Fairchild Semiconductor, "LM78XX 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator", LM78XX datasheet, Fairchild Semiconductor, South Portland, Maine, EEUU, Rev. 1.3.0. 2006. Disponible en <http://www.fairchildsemi.com/>

[5] Lazar Rozenblat, "SMPS switching power supply design basics", LAZAR's Power Electronic Guide, Nueva York, EEUU, 2013. Disponible en <http://www.smps.us/>

[6] Electrónica de potencia, "Circuitos, dispositivos y aplicaciones" Tercera edición. Muhammad H. Rashid

[7] Hart, Daniel W. "Elecrónica de Potencia." Ed. Prentice Hall, Madrid, 2001

[8] Diseño e ingeniería electrónica asistida con Protel DXP, primera edición. Manuel Torres Portero, Miguel A. Torres Portero, Editorial Ra-Ma. 2004.